

kwiecień 1995
4 zł 20 gr
42.000,- zł

ELEKTRONIK ELEKTOR

MIESIĘCZNIK DLA ELEKTRONIKÓW

PROCESOR SURROUND

Regulator silników
indukcyjnych

Samochodowy
wzmacniacz audio

Aktywna
szerokopasmowa
antena ramowa

EEPROM
który sam się programuje

Elektroniczne know-how:
Transformatory

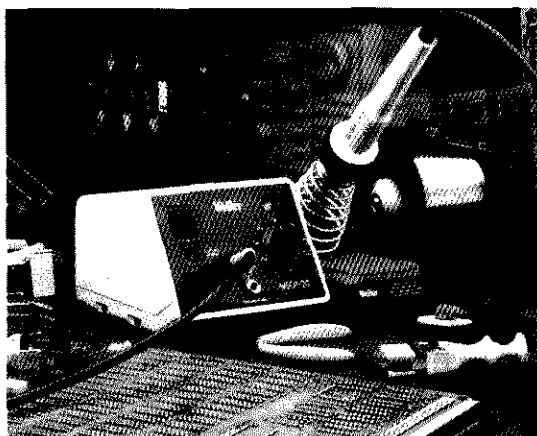
ELEKTRONIK
ELEKTOR

INDEKS 323314
ISSN 1230-9362

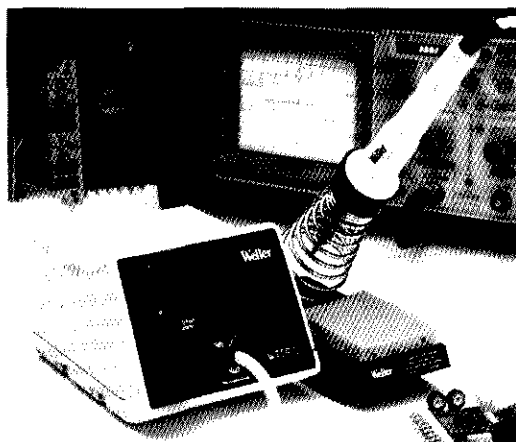
Weller®

AVT OFERUJE

STACJE LUTOWNICZE

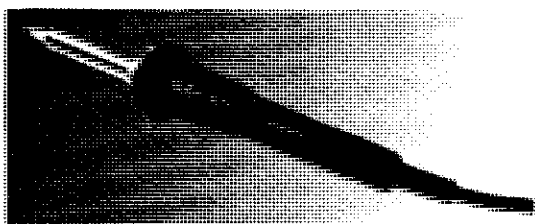


WECP-20 540zł
Lutownica 50W. transformator 24V, regulacja temperatury do 450°C, podstawa.

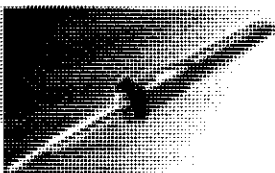


WTCP-S 403zł
Lutownica TCP-S. transformator 24V, podstawa KH-2.

LUTOWNICE

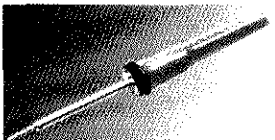


LR-21 antistatic 289zł
Miniaturowa lutownica 24V, 50W.
Groty 16zł



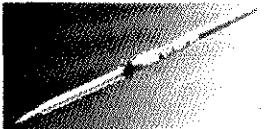
Subminiaturowa
lutownica
o mocy 25W.
temp. grota 410°C

SPI-27C 230V 81zł



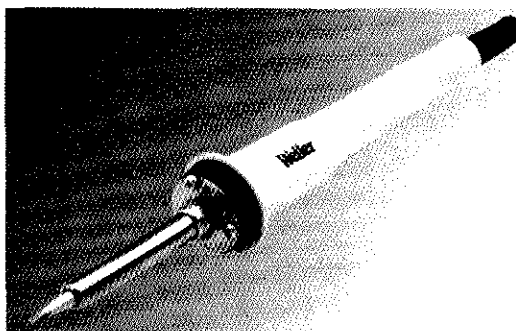
Subminiaturowa
lutownica o mocy
15W
temp. grota 360°C

SPI-16C 230V 87zł

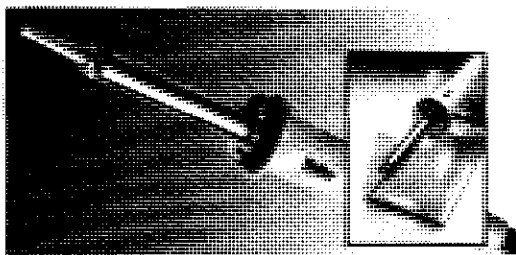


Subminiaturowa
lutownica
o mocy 15W.
temp. grota 360°C

SPI-15 24V 79zł
Groty proste/zgięte do serii SPI 8,5zł



W-61 188zł
Lutownica 230V, 50W z automatyczną kontrolą temperatury grota, grót long-life.
Groty 14zł



TCP-S 185zł
Lutownica 24V, 50W kabel 3 żyły (silikon), grót long-life
Groty 12zł

PODANE CENY NIE ZAWIERAJĄ VAT-u (22%).

Sprzedaż wysyłkowa oraz w sklepach firmowych AVT, na zasadach podanych na str. 97.

OKŁADKA

Niewielki moduł, który uzupełnia funkcjonujący już w domu zestaw stereo o dodatkowe kanały, charakterystyczne dla systemu Surround: kanał centralny i dwa kanały dźwięku dookólnego

Elektor Elektronik
jest miesięcznikiem
wydawany przez
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
01-939 Warszawa
ul. Burleska 9
tel/fax 35-67-67
na licencji wydawnictwa
Elektuur B.V.

Copyright
© Uitgeversmaatschappij
Elektuur B.V.
c/o. Intern. Adv. Dept.
P.O. BOX 75
6190 AB BEEK (L)
The NETHERLANDS
tel: +314 638 94 44
FAX: +314 637 01 61

Druk:
HELDRIJK
82-200 Malbork
ul. Partyzantów 3b

AUDIO - HI-FI - VIDEO

- 5 Procesor Surround
- 21 Samochodowy wzmacniacz audio o mocy 30W

OGÓLNE

- 12 "Alarm" samochodowy
- 25 Elektroniczne świetlki
- 28 Standardy i zastosowania płyt kompaktowych
- 55 Automatyczny timer do oświetlenia

KOMPUTERY

- 40 X88C64 - EEPROM, który sam się programuje

MIERNICTWO

- 52 Generator fali sinusoidalnej 1000Hz

ZASILANIE

- 13 Regulator szybkości silników indukcyjnych

APLIKACJE

- 37 Parametry szerokopasmowych wzmacniaczy MMIC

ELEKTRONICZNE KNOW-HOW

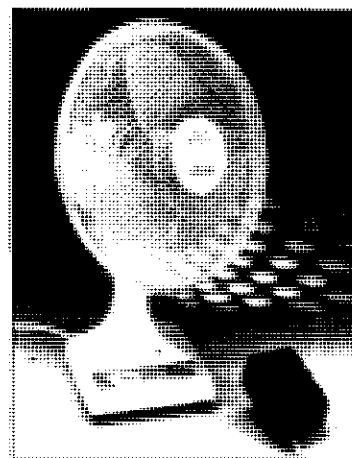
- 45 Transformatory

101 UKŁADÓW

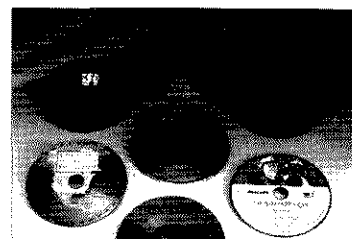
- 58 Wejście Centronics
- 59 Fax jako skaner i drukarka
- 59 Ściemniacz CMOS
- 60 Detektor zakłóceń szpilkowych
- 60 Pomiarowy prostownik napięcia międzyszczytowego
- 61 Uniwersalny port czujników
- 62 Zabezpieczenie przed zmianą biegunowości

ELEKTRONIK ELEKTOR

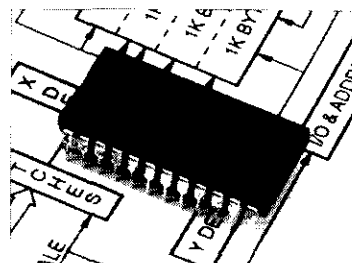
Numer 4 (19)
Kwiecień 1995



**Regulator szybkości
silników indukcyjnych
str. 13**



**Standardy i zastosowania
płyt kompaktowych
str. 28**



**X88C64 - EEPROM, który
sam się programuje
str. 40**

Ankieta "SPRZĘŻENIE ZWROTNE"

Jestem zainteresowany nabyciem płytek (A) lub kitów (B) wg następujących artykułów (Elektor Elektronik 4/95):

UWAGA! Wyniki tej ankiety służą do ustalenia asortymentu i wielkości oferty handlowej płytek oraz kitów.

Artykuły podstawowe

1. Procesor Surround
2. Samochodowy wzmacniacz audio o mocy 30W
3. "Alarm" samochodowy
4. Elektroniczne świetliki
5. Automatyczny timer do oświetlenia
6. X88C64 - EEPROM, który sam się programuje
7. Generator fali sinusoidalnej 1000Hz
8. Regulator szybkości silników indukcyjnych

A B

101 układów

1. Wejście Centronics
2. Fax jako skaner i drukarka
3. Ściemniacz CMOS
4. Detektor zakłóceń szpiłkowych
5. Pomiarowy prostownik napięcia międzyszczytowego
6. Uniwersalny port czujników
7. Zabezpieczenie przed zmianą biegunowości

A B

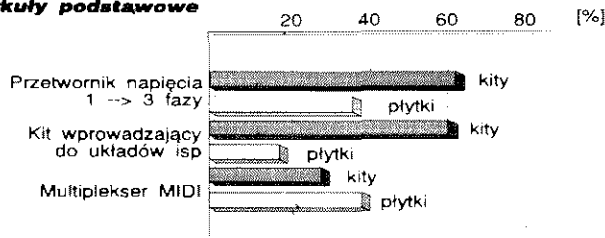
Uwaga: Ankieta służy celom informacyjnym, nie jest zaś traktowana jako zamówienie.

Imię i nazwisko

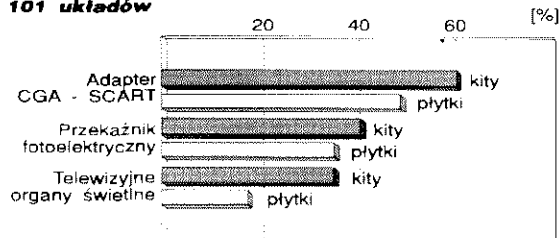
Przedstawiamy wyniki ankiety "Sprzężenie zwrotne" z numeru 2/95 Elektora. Artykuły z grupy zwanej umownie "podstawową" i grupy "101 układów", które cieszyły się wyraźnie większym zainteresowa-

niem Czytelników, wymienione zostały na wykresach. Pozostałe artykuły, które nie zostały na nich uwidocznione, uzyskały nieco mniejszą ilość głosów.

Artykuły podstawowe



101 układów

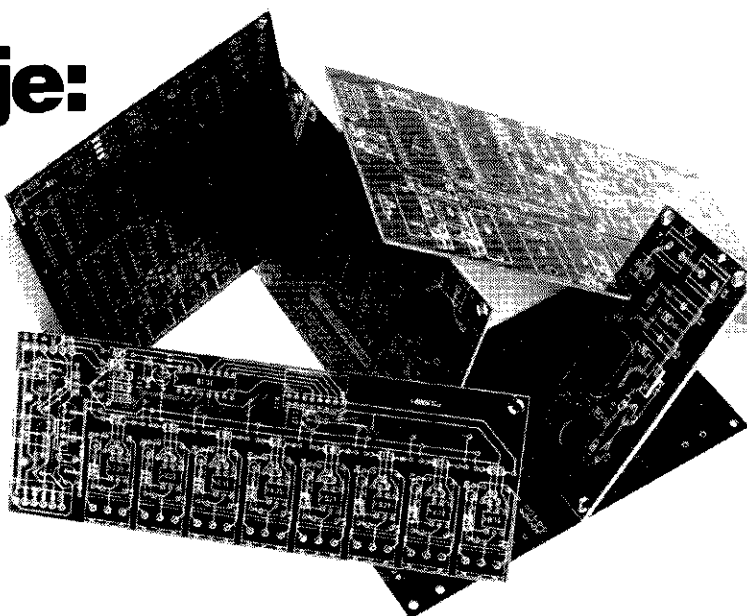


AVT oferuje:

Płytki do projektów opublikowanych w Elektorze - Elektroniku.

Płytki, których symbol jest poprzedzony literą "P", wykonano w Polsce na licencji Elektur B. V. z zachowaniem standardów jakościowych i technologicznych odpowiadających najostrzejszym wymaganiom oryginalnych norm holenderskich.

Pełna oferta płytek znajduje się na stronie 64.



ELEKTRONIK ELEKTOR

UWAGA! Elektor - Elektronik otwiera KRAMIK!

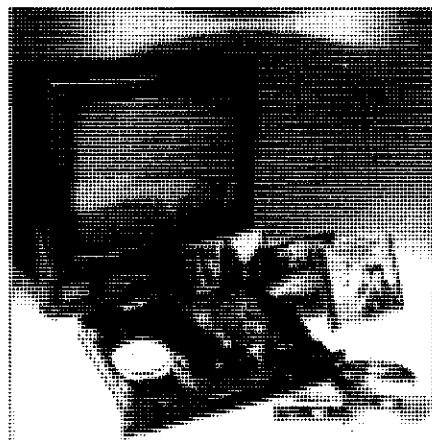
Kramik - dział drobnych ogłoszeń - zaprasza elektroników (tylko osoby prywatne) do bezpłatnego ogłaszania się w Elektorze. Treść ogłoszenia może być dowolna, jednak musi być związana tematycznie z elektroniką. Ogłoszenia zawierające nie więcej niż 160 znaków będą przyjmowane wyłącznie na kuponach wyciętych z ostatniego wydania Elektora (str. 65).

Kupony należy przysyłać na adres: Elektor-Elektronik, 00-939 Warszawa 86, skr. poczt. 134

PROCESOR SURROUND

Domowy system dźwięku dookólnego (Surround System) może zostać utworzony albo przy pomocy procesora generującego wszystkie cztery potrzebne kanały, albo procesora uzupełniającego istniejący system stereo o brakujące dwa kanały: centralny i dookólny. Pierwszy sposób jest bardziej elegancki, ale także bardziej skomplikowany i droższy, wymaga ponadto doprowadzenia sygnałów prawego i lewego kanału z powrotem do wejścia audio w telewizorze. Drugi sposób jest znacznie prostszy, a jego doskonały efekt przestrzenny został sprawdzony w praktyce. Daje się też łatwo zrealizować w postaci niewielkiego i niedrogiego modułu. To właśnie rozwiązanie jest tematem niniejszego artykułu.

D. Laues



Opisany w tym artykule procesor dźwięku dookólnego (surround sound) uzupełnia dwa istniejące kanały stereo telewizora lub zestawu audio o kanał centralny i kanał dookólny (surround channel). Nie stosuje się w nim specjalnych układów scalonych Dolby. Nie trzeba używać dodatkowych wzmacniaczy mocy, mieszczą się one bowiem w samym procesorze.

Rozmieszczenie elementów zestawu w pokoju mieszkalnym jest pokazane na **rysunku 1**. Sygnały lewego i prawego kanału są odtwarzane tak jak dotychczas, czyli przez głośniki odbiornika TV lub zestawu audio, w którego skład wchodzi telewizor. Dodatkowymi podzespołami są procesor i trzy głośniki. Wejścia procesora łączy się, jeśli to możliwe, poprzez złącze SCART z odbiornikiem TV albo ze wzmacniaczem audio, zaś dodatkowe głośniki z wyjściami procesora. Procesor zawiera dwa wzmacniacze 20W/4Ω, o mocy zupełnie wystarczającej dla kanału centralnego i dookólnego.

Jak już wspomniano w EE 3/95 ("Dolby Surround: co to jest? Jak działa?") jako dodatkowe głośniki zupełnie wystarczają niedrogie małe kolumny Hi-Fi, powinny one jednak w miarę możliwości dorównywać mocą kolumnom głównym, zapewnia to bowiem większą swobodę w zestawianiu całego systemu.

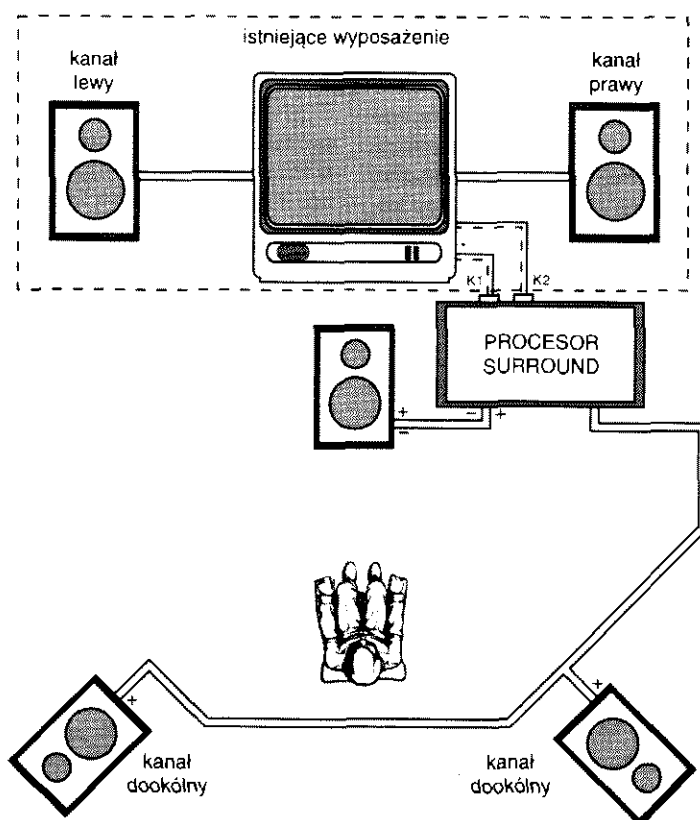
System

Schemat blokowy systemu jest pokazany na **rysunku 2**. Struktura procesora jest podobna do omawianego

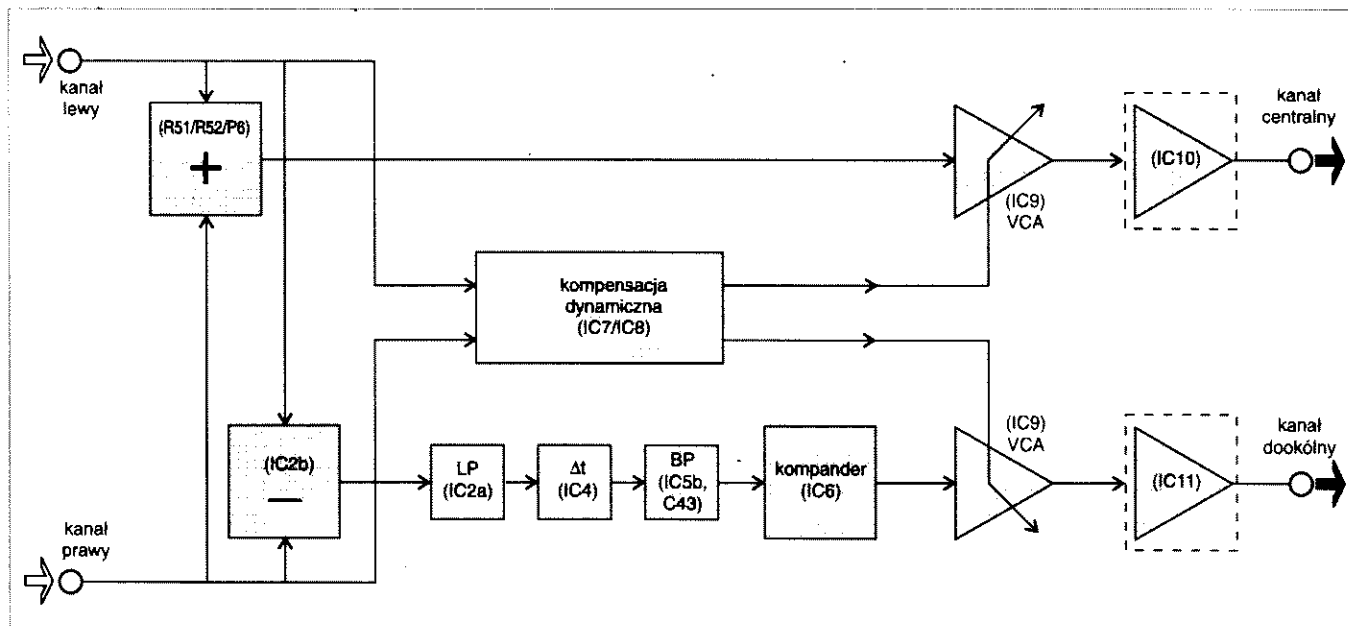
przed miesiącem aktywnego dekodera systemu Dolby Surround. Opisujemy procesor, oprócz dekodera, zawiera jeszcze wzmacniacze kanału centralnego i dookólnego.

Jak opisano uprzednio, dwa dodatkowe sygnały powstają z przetworzenia (stąd nazwa - "procesor") sumy i różni-

cy prawego i lewego sygnału stereo. Sygnał kanału centralnego powstaje w prostszy sposób, ponieważ wystarczy dodać sygnały kanału lewego i prawego, po czym przez wzmacniacz sterowany napięciowo (VCA - voltage controlled amplifier) doprowadzić sygnał sumaryczny do wzmacniacza mocy.



Rys. 1. Rozmieszczenie elementów systemu dookólnego w pokoju mieszkalnym.



Rys. 2. Schemat blokowy procesora dźwięku dookólnego.

W celu otrzymania sygnału dookólnego trzeba od sygnału kanału lewego odjąć sygnał kanału prawego (lub na odwrót), a wynik przez filtr dolnoprzepustowy doprowadzić do układu opóźniającego. Opóźnienie powinno wynosić 10...30ms. Opóźniony sygnał jest następnie doprowadzany przez filtr pasmowy do ekspandera. Układ ten jest niezbędny, ponieważ sygnał dookólny przed zarejestrowaniem podlega kompresji. Z wyjścia ekspandera sygnał przechodzi następnie do drugiego wzmacniacza mocy.

Aktywny procesor różni się od biernego (matrycowego) układem kompensacji dynamicznej wraz ze wzmacniaczami VCA. W sposób ciągły analizuje on korelację pomiędzy obydwojema sygnałami stereo. W wyniku tej analizy powstają sygnały sterujące wzmacniaczami VCA, które nieustannie regulują poziom sygnału centralnego i dookólnego. Takie rozwiązanie umożliwia znacznie lepszą separację kanałów od separacji osiąganej w układzie biernym.

Kanał centralny

Sygnały z gniazd K1 i K2, jak widać na rysunku 3, przechodzą przez wzmacniacze buforujące IC1a i IC1b, rezystory R51 i R52 i są sumowane na potencjometrze montażowym P6. Sygnał sumacyjny zostaje następnie doprowadzony do końcówki 5 IC9. Ten układ scalony zawiera cztery potencjometry elektroniczne (z których tylko dwa są wykorzystane), działające jako wzmacniacze sterowane napięciowo, których wzmacnienie jest regu-

lowane doprowadzonymi do końcówek 9 i 10 napięciami sterującymi. Sygnał wyjściowy jednego z nich, z końcówki 7, po wzmacnieniu przez wzmacniacz mocy IC10 może wystawiać mocą 20W głośnik 4Ω. Wyjście wzmacniacza łączy się z głośnikiem przez styki przełącznika, sterowanego układem zabezpieczającym T1, który eliminuje nie mile stuki powodowane włączaniem i wyłączaniem zasilania.

Kanał dookólny

Sygnały z wyjść IC1a i IC1b są doprowadzane także do wejść wzmacniacza różnicowego IC2b, którego sygnał wyjściowy (L-P) przechodzi do IC2a, tworzącego dolnoprzepustowy filtr czwartego rzędu, który obniża górną granicę pasma do 7kHz. Filtr ten służy do zapobiegania zakłóceniom, wywoływanym przez oddziaływanie na sygnał impulsów zegarowych linii opóźniającej (IC4). Linie opóźniające tworzy 2048-stopniowy układ łańcuchowy. Szybkość z jaką działają jego wewnętrzne przełączniki, wyznacza IC3. Ten układ scalony CMOS jest specjalnie przewidziany jako generator o niskiej impedancji dwufazowego sygnału zegarowego. Jego częstotliwość określają R15, R16 i C9, zaś P1 pozwala regulować opóźnienie w granicach od 10ms do 30ms.

Sygnał z wyjść IC4 jest skierowany przez bufor IC5a do (identycznego jak IC2a) filtru dolnoprzepustowego IC5b, eliminującego pozostałości sygnału zegarowego. Jego częstotliwość graniczna wynosi 7kHz. Następnie sygnał

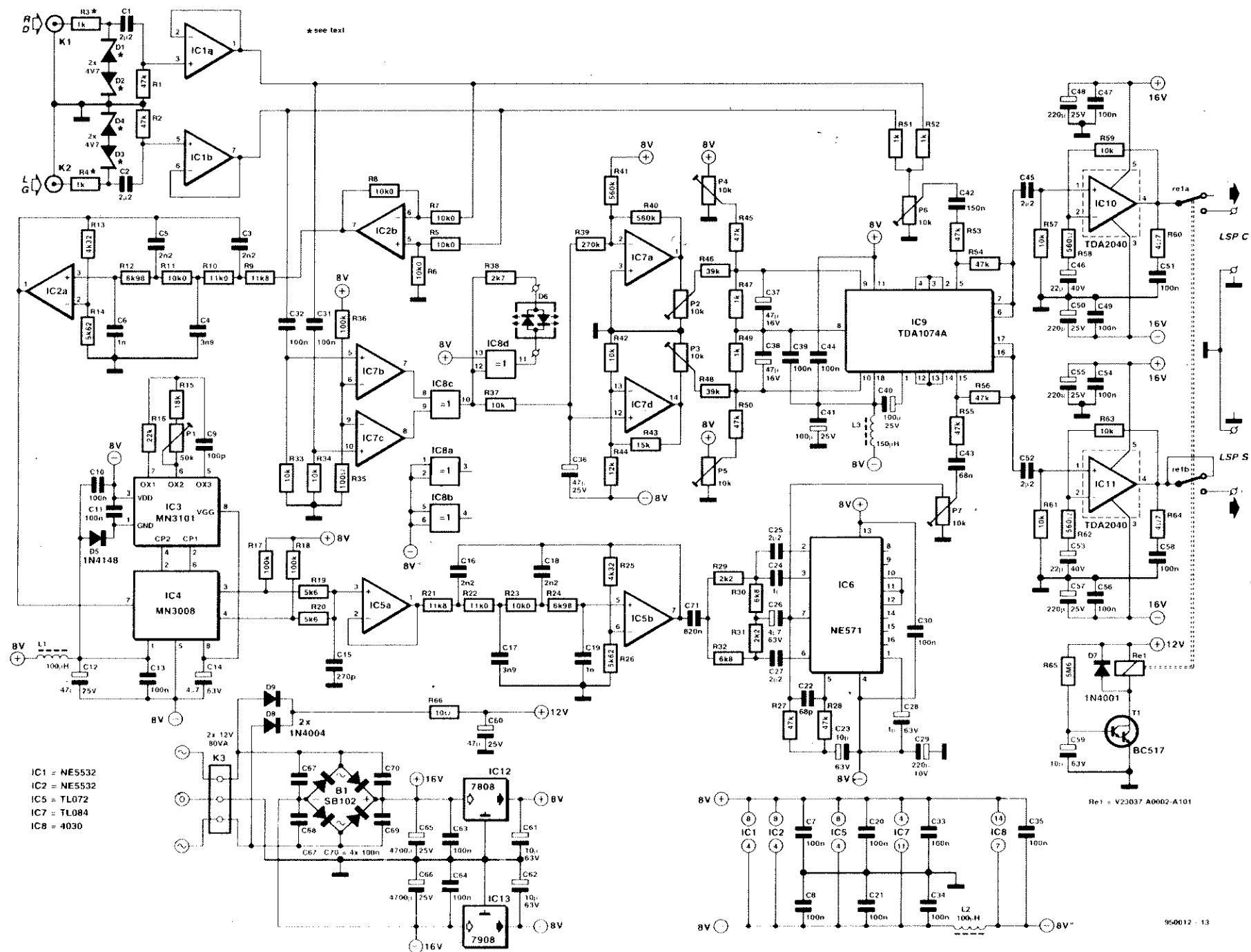
podlega kompresji w IC6, na którego wyjściu znajduje się filtr górnoprzepustowy R55-C43 o dolnej częstotliwości granicznej około 50Hz. Efektem nałożenia się charakterystyk obu filtrów jest przedstawiona na rysunku 9 charakterystyka filtru pasmowego.

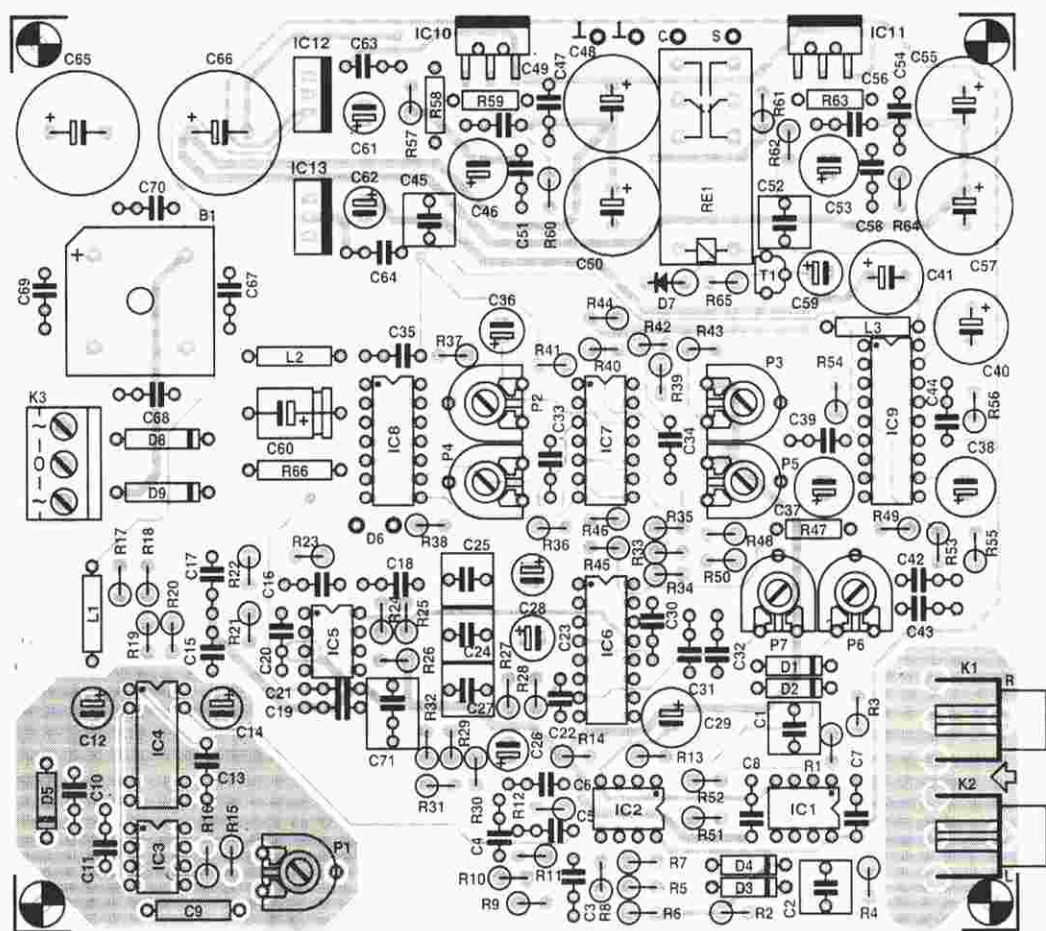
Układ scalony komparatora zawiera dwa obwody, z których każdy składa się z prostownika, wzmacniacza o zmiennym wzmacnieniu i wzmacniacza operacyjnego. W układzie został wykorzystany, jako komparator, tylko jeden z nich. Elementy zewnętrzne R27...R32 oraz C23...C29 wyznaczają współczynnik ekspansji 1:1,3. Sygnał dookólny zostaje następnie doprowadzony do drugiego układu potencjometru elektronicznego w IC9, z wyjściem poprzez końcówkę 17. Stąd przechodzi on do identycznego z IC10 wzmacniacza mocy, IC11. Sygnał ten zostaje doprowadzony do wyjścia przez drugą parę styków Re1.

Kompensacja dynamiczna

Sygnały z buforów IC1a i IC1b są doprowadzone przez C31 i C32 także do dwóch komparatorów IC7b i IC7c. Z wyjścia każdego z nich otrzymuje się sygnał prostokątny, którego częstotliwość jest miarą zmian sygnału wejściowego. Oba te sygnały zostają doprowadzone do bramki XOR, IC8c (stan wyjścia bramki XOR jest wysoki tylko wtedy, gdy stany obu wejść nie są jednakowe). W wyniku całkowania w obwodzie R37-C36 sygnału wyjściowego z bramki otrzymuje się napięcie stałe, proporcjonalne do różnicy faz po-

Rys. 3. Schemat elektryczny procesora dźwięku dookólnego.





Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płycie drukowanej procesora dźwięku dookólnego.

między oboma sygnałami stereo. Napięcie to przez IC7a (odwrócone) i IC7d (nieodwrócone) zostaje doprowadzone do wejść sterujących (końcówki 9 i 10) układu IC9. Gdy więc charakter sygnału na wejściu procesora jest monofoniczny (różnica faz jest mała albo jej nie ma), wzmacnienie sterującego kanałem centralnym wzmacniacza sterowanego napięciem zostaje zwiększone. W przeciwnym wypadku, gdy pojawia się sygnał dookólny (duża różnica faz), zostaje zwiększone wzmacnienie wzmacniacza VCA sterującego kanałem dookólnym.

Stopień, w jakim sygnały sterujące wpływają na wzmacnienie wzmacniaczy VCA, jest dobierany za pomocą potencjometrów montażowych P2 i P3. Gdy ich suwaki są na poziomie masy, to wzmacnienie jest stałe. Przy skrajnym przeciwnym ustawieniu, sterowanie jest najsilniejsze.

Potencjometry montażowe P4 i P5 służą do przesuwania w pewnym stopniu punktów pracy wzmacniaczy VCA, poszerzają więc zakres regulacji P6 i P7. Jeżeli, na przykład, za pomo-

cą P7 poziom sygnału dookólnego został ustawiony na maksimum, to za pomocą P5 można go jeszcze nieco zwiększyć. Dotyczy to także potencjometru P4 wpływającego na potencjometr kanału centralnego P6. Prądy płynące przez R45 i R46, tak samo jak prądy w R48 i R50, po prostu się do siebie dodają. Potencjometry P2 i P4, a także P3 i P5, nie wpływają wzajemnie na siebie.

Szczegóły schematu

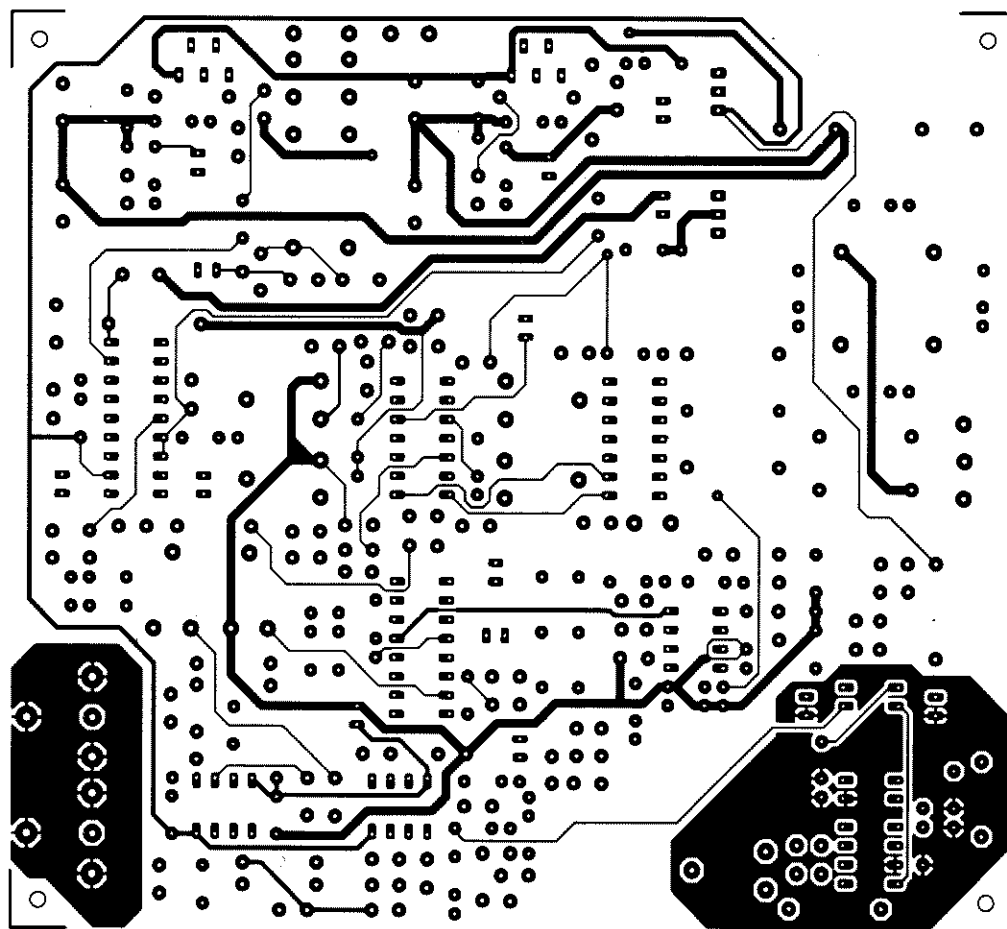
Rezystory R3 i R4 oraz diody D1...D4 ograniczają sygnał wejściowy do bezpiecznego poziomu i są niezbędne, gdy sygnały te są pobierane z głośników odbiornika TV. Zdarza się bowiem, że nawet sygnał z linii znacznie przekracza 1V. Jedynie w przypadku absolutnej pewności, że sygnał nie przekroczy 1V i że nie ma innego wejścia, można zerwać rezystory i zrezygnować z diod. Dwukolorowa LED, D6, służy jako rodzaj sygnalizatora sygnału, wykazujący zmianę kanału z centralnego na dookólny i na odwrót. W przypadku

kanału dookólnego wyjście IC8c jest w stanie wysokim. Jedno z wejść IC8d jest na potencjale +8V, zatem oba wejścia bramki XOR są w stanie wysokim, wyjście w niskim, świeci więc czerwony segment D6. W przypadku sygnału centralnego końcówka 12 IC8d jest w stanie niskim, wyjście więc w stanie wysokim i świeci zielony segment D6. W praktyce zmiany te są tak szybkie, że światło diody płynnie przechodzi od czerwonego w zielone i na odwrót.

Zasilacz dostarcza trzech różnych napięć. Napięcie wtórne transformatora sieciowego (12V) jest połączone z K3. Po wyprostowaniu i wygładzeniu otrzymuje się napięcie $\pm 16V$, zasilające wzmacniacze mocy IC10 i IC11. Stabilizatory IC12 i IC13 dostarczają napięcie $\pm 8V$, zasilających pozostałą część układu. Napięcia +12V dla przełącznika dostarczają diody D8 i D9.

Montaż

Procesor najlepiej jest zmontować na płycie w sposób pokazany na rysunku 4.

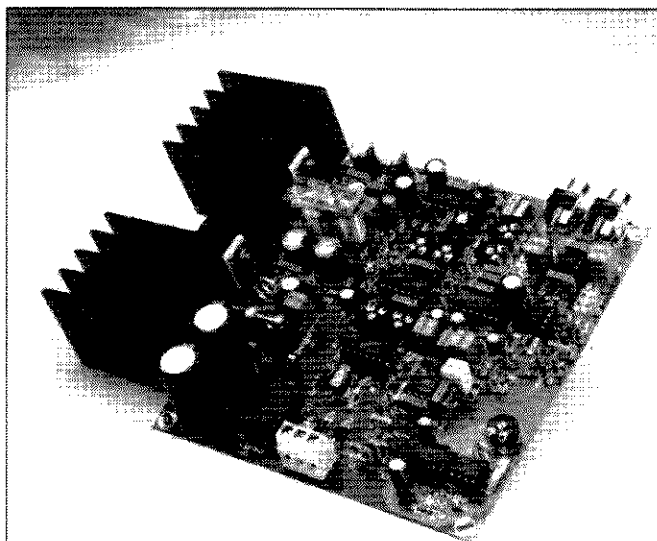


Rys. 5a. Mozaika ścieżek płytki drukowanej - strona elementów.

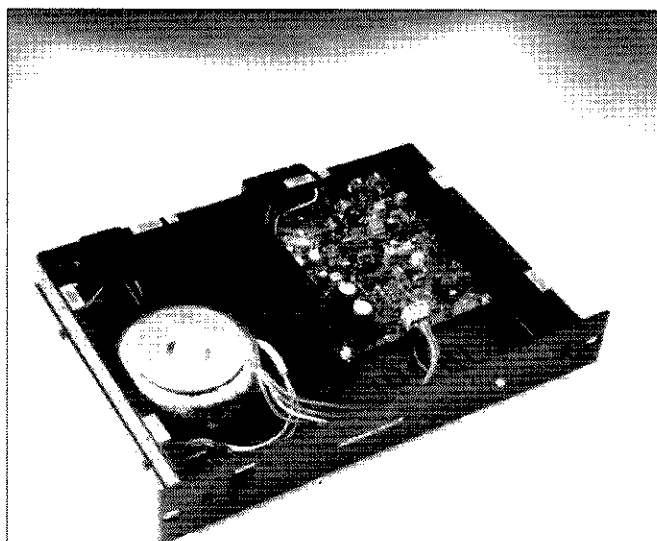
Mozaikę ścieżek płytki drukowanej przedstawiono na **rysunkach 5a i 5b**. Jest to płytka dwustronna z metalizowanymi przelotkami, nie da się więc jej wykonać bez specjalnego oprzyrządowania; w płytke warto zaopatrzyć się za pośrednictwem Działu Obsługi Czytelników.

Montaż elementów nie przedstawia żadnych trudności. Stosując proponowaną obudowę trzeba jednak pamiętać, aby wysokość kondensatorów C65 i C66 nie przekraczała 38...40mm. Godne polecenia jest zastosowanie złożonych gniazd K1 i K2,

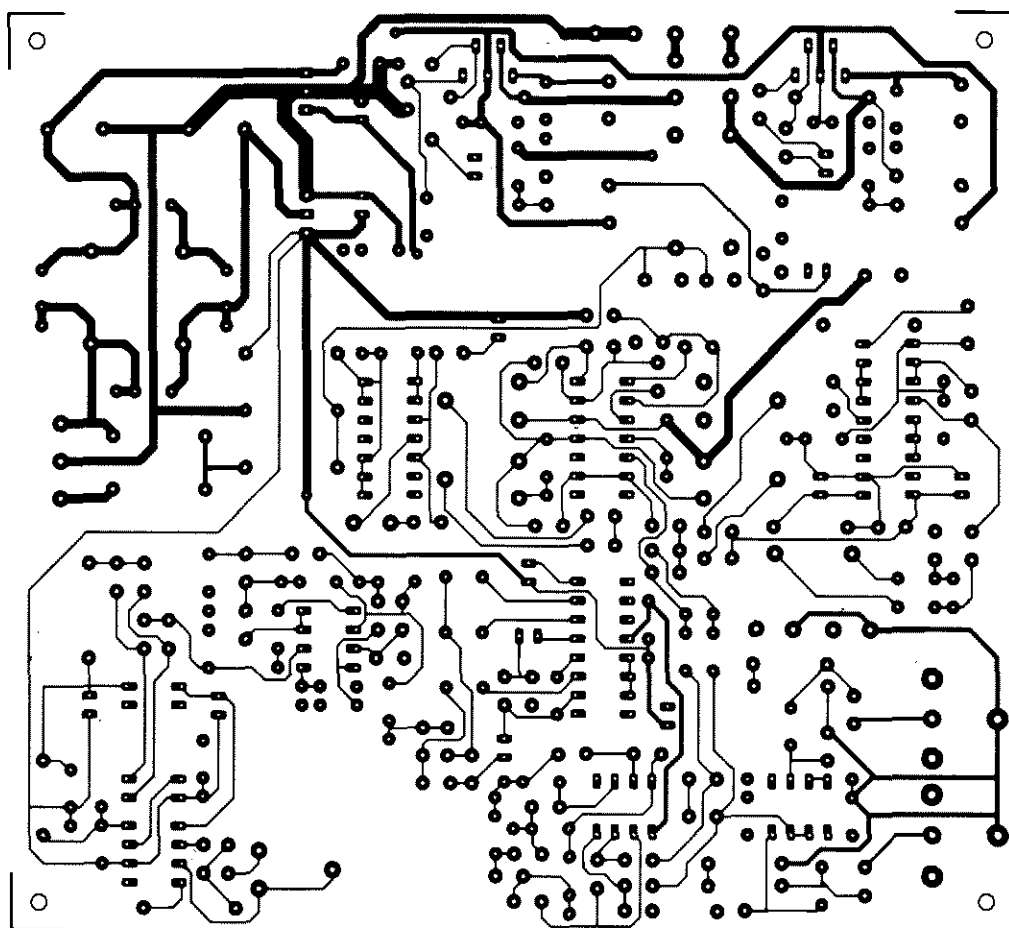
zapewniających dobry i trwały kontakt. Gniazda te są umieszczone na samej krawędzi płytki, wystarczy więc tylko wywiercić w obudowie otwory na wtyki. Nie mogą one jednak stykać się z obudową. Wzmacniacze mocy są umieszczone



Rys. 6. Zmontowana płytka prototypu.



Rys. 7. Kompletny prototyp procesora.



Rys. 5b. Mozaika ścieżek płytki drukowanej - strona lutowania.

na krawędzi płytki, można zatem umocować je bezpośrednio do radiatora. Muszą być od niego odizolowane za pomocą przekładek ceramicznych i pasty przewodzącej ciepło. Fotografia na **rysunku 6** pokazuje zmontowany prototyp.

Obudowa powinna być metalowa i zapewniać wystarczającą przestrzeń dla zmontowanej płytki. W tylną ściankę obudowy trzeba wmontować odpowiednie gniazda, umożliwiające wyprowadzenie sygnałów centralnego i dookólnego do głośników. Łączy się je grubymi przewodami z punktami C i S oraz pobliskimi punktami masy na płytce. Wejściowe gniazdo sieciowe powinno również zostać umieszczone w tylnej ścianie obudowy.

Wyłącznik sieciowy i diodę D6 należy natomiast wmontować w płytę czołową. Diodę łączy się skrętką z odpowiednimi punktami płytki. Na zakończenie, środkowy styk K3 należy połączyć z obudową za pośrednictwem końcówki lutowniczej. Zmontowany prototyp w obudowie jest przedstawiony na fotografii na **rysunku 7**.

Wzmacniacze mocy są przystosowane do oporności obciążenia $\geq 4\Omega$, ale nie niższej. Dla kanału dookólnego dwa głośniki mogą zatem zostać połączone równolegle, ale tylko wtedy, gdy jest absolutna pewność, że ich impedancja wynosi co najmniej 8Ω . W razie braku tej pewności będzie bezpieczniej połączyć głośniki szeregowo. Jest bardzo ważne, aby głośniki były połączone w fazie. Końcówki (+) muszą być połączone z tym samym wyprowadzeniem na płytce niezależnie od tego, czy jest to S, czy masa.

Głośnik centralny musi być w fazie z głośnikami głównymi. Wzmacniacz sterowany napięciem odwraca fazę, więc końcówkę (+) głośnika należy połączyć z masą, a końcówkę (-) z punktem C.

Kalibracja

Kalibrację należy rozpocząć od ustawienia suwaków potencjometrów montażowych w położeniach środkowych, zaś suwaka P1 w położeniu maksymalnym. Po wprowadzeniu sygnału mono (mo-

wa) należy tak ustawić P6, aby dało się słyszeć dźwięk z głośnika centralnego, a następnie przy sygnale dookólnym (świecenie D6 na czerwono) za pomocą P7 doprowadza się do pojawienia się dźwięku z głośników dookólnych. Nie należy poziomów tych ustawiać zbyt wysoko, łatwo bowiem o przesadny efekt. Jeżeli jednak wydaje się, że za pomocą P6 i P7 nie da się osiągnąć pożądanego efektu, nastawy można doregulować P4 i P5.

Następnie wywołuje się efekt przestrzenny; powoli pokręcając P2 i P3 należy doprowadzić do "rozdzielenia" kanału centralnego i dookólnego. Jest bardziej niż prawdopodobne, że trzeba będzie następnie ponownie doregulować P6 i P7. Warto tu zwrócić uwagę, że regulatory te wydają się działać "na odwrót", pokręcanie ich w prawo zmniejsza efekt.

Jeżeli głośniki dookólne wywołują przesadny pogłos, należy zmniejszyć opóźnienie za pomocą P1. W przeciętnym pokoju opóźnienie na poziomie 25 milisekund, odpowiadające prawie maksymalnemu ustawieniu potencjometru,

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1, R2, R27, R28, R45, R50, R53...R56: 47k Ω
 R3, R4: 1k Ω (zob. tekst)
 R5...R8, R11, R23: 10,0k Ω , 1%
 R9, R21: 11,8k Ω , 1%
 R10, R22: 11,0k Ω , 1%
 R12, R24: 6,98k Ω , 1%
 R13, R25: 4,32k Ω , 1%
 R14, R26: 5,62k Ω , 1%
 R15: 18k Ω
 R16: 22k Ω
 R17, R18, R36: 100k Ω
 R19, R20: 5,6k Ω
 R29, R31: 2,2k Ω
 R30, R32: 6,8k Ω
 R33, R34, R37, R42, R57, R59, R61, R63: 10k Ω
 R35: 100 Ω
 R38: 2,7k Ω
 R39: 270k Ω
 R40, R41: 560k Ω
 R43: 15k Ω
 R44: 12k Ω
 R46, R48: 39k Ω
 R47, R49, R51, R52: 1k Ω
 R58, R62: 560 Ω
 R60, R64: 4,7 Ω
 R65: 5,6M Ω
 R66: 10 Ω

P1: 50k Ω , potencjometr montażowy
 P2...P7: 10k Ω , potencjometr montażowy

Kondensatory

C1, C2, C25, C27, C45, C52: 2,2 μ F, polipropylenowy, rozstaw 5mm
 C3, C5, C16, C18: 2,2nF
 C4, C17: 3,9nF
 C6, C19: 1nF
 C7, C8, C20, C21, C30...C34, C39, C44, C47, C49, C51, C54, C56, C58: 100nF
 C9: 100pF, polistyrenowy, leżący
 C10, C11, C13, C35, C63, C64, C67...C70: 100nF, ceramiczny
 C12, C36, C60: 47 μ F/25V, stojący
 C14, C26: 4,7 μ F/63V, stojący
 C15: 270pF
 C22: 68pF
 C23, C59, C61, C62: 10 μ F/63V, stojący
 C24: 1 μ F, polipropylenowy, rozstaw 5mm
 C28: 1 μ F/63V, stojący
 C29: 220 μ F/10V, stojący
 C37, C38: 47 μ F/16V, stojący
 C40, C41: 100 μ F/25V, stojący
 C42: 150nF
 C43: 68nF
 C46, C53: 22 μ F/40V, stojący
 C48, C50, C55, C57: 220 μ F/25V, stojący
 C65, C66: 4700 μ F/25V, stojący
 C71: 820nF

Indukcyjności

L1, L2: 100 μ H
 L3: 150 μ H

Półprzewodniki

D1...D4: dioda Zenera 4,7V
 D5: 1N4148
 D6: dwukolorowa LED (zielona i czerwona)
 D8, D9: 1N4004
 B1: SB102 mostek prostowniczy 100V/10A
 T1: BC517
 IC1, IC2: NE5532
 IC3: MN3101
 IC4: MN3008
 IC5: TL072
 IC6: NE571
 IC7: TL084
 IC8: 4030
 IC9: TDA1074A
 IC10, IC11: TDA2040
 IC12: 7808
 IC13: 7908

Różne

K1, K2: gniazdo cinch do druku
 K3: blok 3-zaciskowy, rozstaw 5mm
 Re1: przekaźnik 12V/5A, 270 Ω
 radiator SK57, wys. 37,5mm (dla IC10 i IC11)
 podkładki ceramiczne AOS220
 obudowa 300x45x210mm
 transformator sieciowy 2x12V/80VA
 sieciowe gniazdo wejściowe z bezpiecznikiem zwłocznym 0,5A
 wyłącznik sieciowy
 gniazodka głośnikowe
 płytka drukowana kod 950012-1

wyduje się właściwe. Nie należy się dziwić, gdy po obejrzeniu i wysłuchaniu pewnej liczby filmów ponowna korekta regulacji wyda się potrzebna.

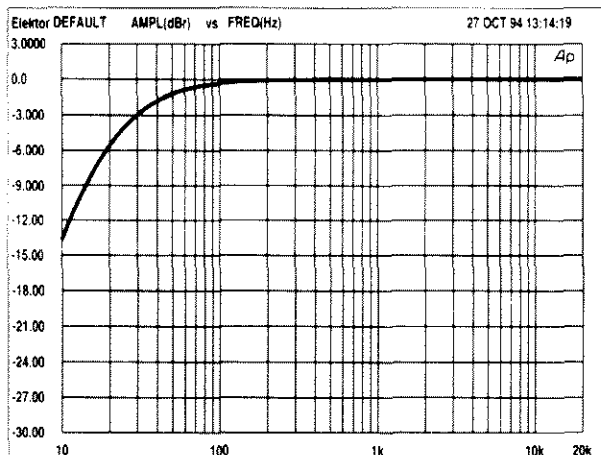
Charakterystyki

Krzywe na *rysunkach 8 i 9* przedstawiają charakterystyki częstotliwości

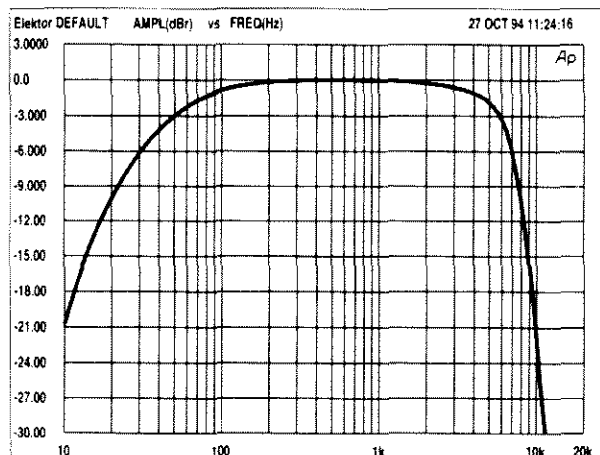
kanalu centralnego i dookólnego. Krzywe zostały zdjęte za pomocą analizatora audio. Widać pełną ich zgodność z opisem. Punkt -3dB dla kanału centralnego znajduje się przy 30Hz, dla kanału dookólnego przy 50Hz i 6kHz, zaś pasmo -6dB rozciąga się od 30Hz do 7kHz.

Analizując rys. 8 łatwo się przekonać,

że stosowanie w kanale dookólnym głośników wysokotonowych o charakterystyce liniowej do 20kHz nie ma sensu. Również stosowanie głośników niskotonowych, jak widać z obu charakterystyk, ma sens jedynie w kanałach głównych.



Rys. 8. Charakterystyka częstotliwościowa kanału centralnego.

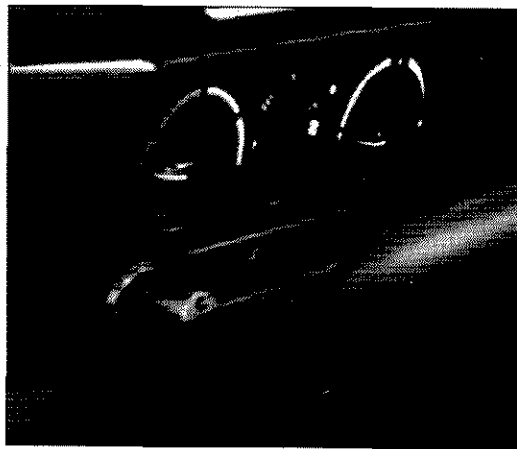


Rys. 9. Charakterystyka częstotliwościowa kanału dookólnego.

"ALARM" SAMOCHODOWY

Wprawdzie nie ma ani detektora, ani urządzenia włączającego alarm, przedstawiony układ mimo wszystko może służyć do odstraszenia złodziei. Pulsująca LED symuluje włączenie autoalarmu, którego po prostu nie ma.

L. Lemmens

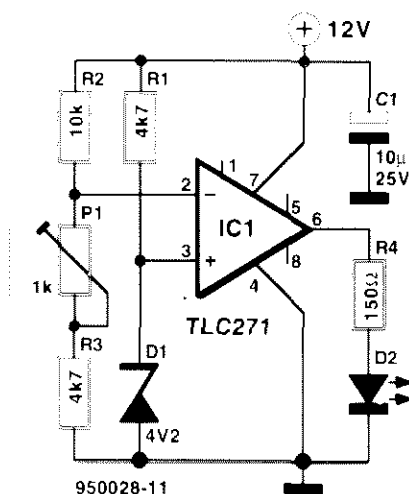


Każdy właściciel samochodu żyje teraz w nieustannej obawie o swój pojazd, spodziewając się włamania lub kradzieży w dowolnej chwili i w każdym miejscu. Włamania do samochodów i ich kradzieże stały się problemem, rozwiązanie którego zdaje się wykraczać poza możliwości policji. Nic dziwnego, że samochody trzeba wyposażać w atestowane systemy alarmowe, aby w ogóle mogły zostać ubezpieczone. W sprzedaży jest mnóstwo "patentów" utrudniających kradzież samochodowych radioodbiorników czy kół oraz szeroka gama elektronicznych autoalarmów. Różne zamki i klamry są jaskrawo kolorowe, a alarmy zwykle wyposażone w pulsujące światłem LED i komplet jaskrawych nalepek na szyby, ostrzegających potencjalnych złodziei o fakcie zainstalowania autoalarmu. Ponieważ jednak sprawdzenie, czy alarm jest rzeczywiście zainstalowany, nie jest możliwe, to włączona migocząca LED do pewnego stopnia może działać odstrasżająco.

Komparator

W zasadzie taki pseudoalarm składa się tylko z migoczącej LED i rezystora około 150Ω. Niemal każdy będzie umiał zainstalować tak prosty układ. Wadą takiego super-prostego urządzenia jest to, że LED będzie pulsować nieustannie, niepotrzebnie rozpraszając uwagę kierowcy w czasie jazdy. Można by oczywiście dodać wyłącznik do włączania i wyłączania diody, jest to jednak nieporęczne. Idealnym rozwiązaniem jest działanie LED w czasie postoju i wyłączenie się jej w czasie jazdy. Jak można to rozwiązać bez manipulowania w instalacji elektrycznej samochodu, przedstawiono poniżej.

Włączanie i wyłączanie migoczącej LED jest dokonywane przez dokładny



Rys. 1. Schemat pseudo-autoalarmu. Nie ma potrzeby każdorazowego włączania i wyłączania migoczącej LED przy wysiadaniu i wsiadaniu do samochodu. Dokonuje tego automatycznie komparator, monitorujący napięcie akumulatora samochodowego.

komparator, który mierzy napięcie samochodowego akumulatora. Gdy silnik pracuje i akumulator jest ładowany, napięcie to wynosi około 14V. Gdy silnik zostanie wyłączony, napięcie to spada do około 12,5V. Po ustawieniu progu komparatora tuż poniżej 13V LED jest automatycznie wyłączana po uruchomieniu silnika, zaś włączana, gdy silnik zostanie zatrzymany.

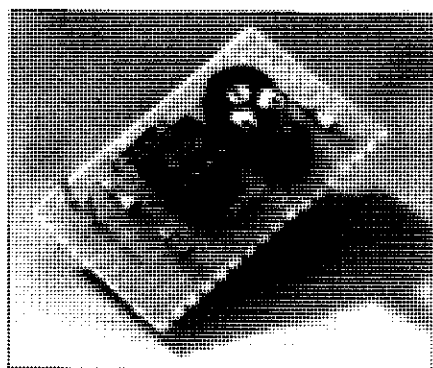
Pokazany na rysunku 1 wzmacniacz operacyjny IC1, zmontowany w konfiguracji komparatora, porównuje dwa napięcia. Wyjście komparatora jest w stanie wysokim i LED świeci, gdy napięcie na wejściu (+) jest wyższe od napięcia na wejściu (-). Napięcie na wejściu (+) jest ustalane przez diodę Zenera D1 z rezystorem R1 na poziomie +4,2V, niezależnym od napięcia

akumulatora. Wejście (-) komparatora jest przyłączone do dzielnika napięcia, którego napięcie wyjściowe daje się regulować pomiędzy 3,8V a 4,4V, gdy napięcie akumulatora wynosi 12V i pomiędzy 4,5V a 5,1V, gdy napięcie akumulatora wynosi 14V.

Za pomocą P1 ustawia się napięcie na wejściu (-) komparatora tuż poniżej napięcia odniesienia 4,2V, gdy silnik nie pracuje. LED wówczas świeci, ale gaśnie z chwilą uruchomienia silnika, ponieważ napięcie wejścia (-) komparatora wzrasta powyżej progu 4,2V i wyjście komparatora przechodzi w stan niski.

Wykonanie

Dla tak prostego układu, o tak niewielkiej liczbie elementów, płytka drukowana nie jest potrzebna. Układ daje się łatwo zmontować na kawałku płytki uniwersalnej czy nawet w postaci konstrukcji "w powietrzu". Ten ostatni sposób może być najwygodniejszy, pozwala bowiem dopasować układ do użytej obudowy, na przykład wtyczki do gniazdka zapalniczki. Migocząca LED wystaje wtedy z otworu na przewód we wtyczce. Chociaż wtyczka taka jest wygodna i tania, to jednak jej wygląd i lokalizacja raczej dekonspiruje nasz "alarm". Z tego powodu lepiej wmontować układ w deskę rozdzielczą lub umieścić w małym pudełku. ■



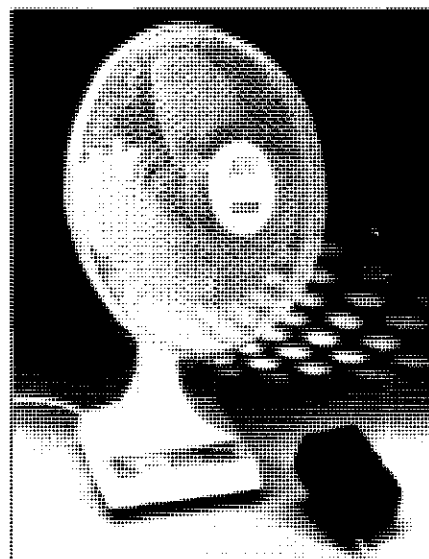
REGULATOR SZYBKOŚCI SILNIKÓW INDUKCYJNYCH

Silnik indukcyjny można uważać za maszynę o praktycznie stałej prędkości obrotowej. Jego główną wadą jest trudność regulowania obrotów w sposób ekonomiczny. Można to przezwyciężyć stosując opisany układ, który pozwala obniżyć prędkość obrotową silnika małymi skokami.

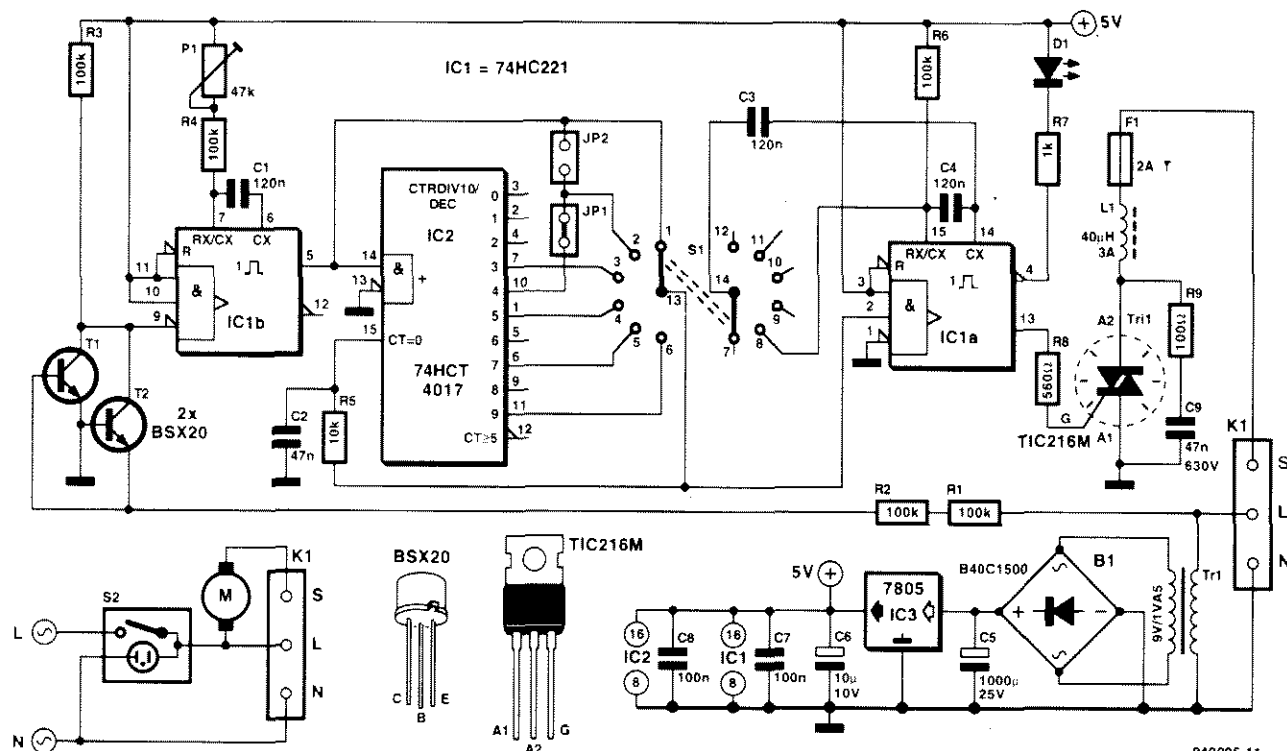
H. Bonenkamp

Wielkie zalety silników prądu zmiennego to ich niski koszt i niezawodność. Zwłaszcza silniki indukcyjne cechują się dużą odpornością, są więc chętnie i często używane w rozmaitych urządzeniach domowego użytku, takich jak pralki, odkurzacze, pompy itp. Im prędkość obrotowa wirnika silnika indukcyjnego jest większa, tym jest mniejsza prędkość wirującego pola względem uzwojenia wirnika i tym mniejsza generowana w nim siła elektromotoryczna (SEM). Gdy szybkość wirnika osiągnie wielkość syn-

chroniczną, uzwojenia wirnika przestają się poruszać względem wirującego pola magnetycznego. SEM wówczas zanika, w uzwojeniach wirnika przestaje płynąć prąd i znika moment obrotowy wirnika. Wirnik zatem nie może już dalej wirować z szybkością synchroniczną. Gdy jego szybkość maleje, zaczyna w nim wzrastać SEM, prąd, a więc i moment obrotowy. Ustala się zatem równowaga pomiędzy momentem obrotowym a momentem hamującym, na który składają się straty w silniku i obciążenie.

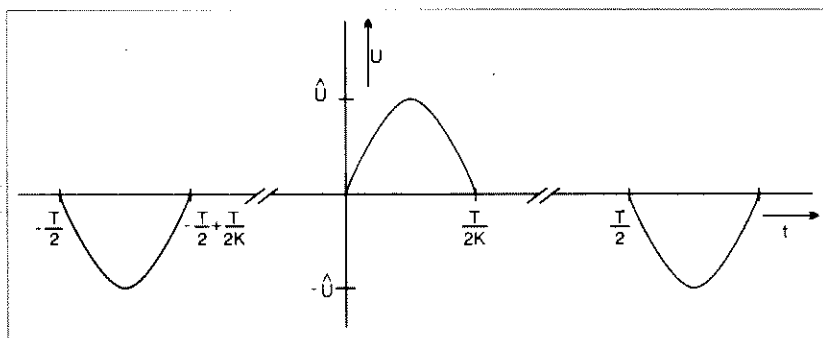


Szybkość wirnika względem pola wirującego nazywa się poślizgiem. Dla momentu obrotowego, zmieniającego się w granicach od zera do pełnego ob-



Rys. 1. Schemat elektryczny regulatora szybkości silnika indukcyjnego.

Widmo częstotliwości sygnału o zredukowanej częstotliwości



Sygnał wyjściowy regulatora został poddany analizie fourierowskiej. Do analizy tej przyjęto współczynnik redukcji częstotliwości k , który w opisywanym układzie może przyjmować wartości 3, 5, 7 lub 9. Sygnał ma postać

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ a_n \cos\left(\frac{2\pi}{T} nt\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi}{T} nt\right) \right\}$$

lub

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ a_n \cos\left(\frac{2\pi f_0}{k} nt\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi f_0}{k} nt\right) \right\}$$

gdzie $f = f_0/k$, zaś $T = kT_0$.

Sygnał jest symetryczny względem przesunięcia $[u(t) = -u(t-T)]$, składa się zatem z przebiegów napięciowych zarówno sinusoidalnych, jak i cosinusoidalnych. Symetria znacznie ułatwia obliczanie składowych, trzeba bowiem całkować tylko w obszarze półokresu. Przy całkowaniu w całym okresie powierzchnia powyżej osi x jest taka sama jak poniżej, zatem składowa stała jest równa zeru.

Składowe a_n i b_n wynoszą:

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2k} U \sin\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) \cos\left(\frac{2\pi}{T} nt\right) dt$$

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2k} U \sin\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) \sin\left(\frac{2\pi}{T} nt\right) dt$$

Z tych wyrażeń oblicza się widmo sygnału o zredukowanej częstotliwości. Widmo amplitudowe jest opisane zależnością:

$$c_n = \left| 4 \frac{U}{\pi} \cdot \frac{k}{k^2 - n^2} \cdot \cos\left(\frac{n}{2k} \pi\right) \right| \quad (n \neq k \text{ i } n - \text{nieparzyste})$$

albo

$$c_n = \frac{U}{k} \quad (n = k \text{ i } n - \text{nieparzyste}).$$

Widmo fazowe przedstawia równanie

$$\Phi_n = a \cdot \operatorname{tg} \left\{ \operatorname{ctg} \left(\frac{n}{2k} \pi \right) \right\} \quad n - \text{nieparzyste}.$$

Dla tych, którzy nie lubią zbyt wielu obliczeń, na **rysunku 2** przedstawiono amplitudy częstotliwości składowych dla współczynnika redukcji $k = 3$.

ciążenia, poślizg jest praktycznie proporcjonalny do momentu. Poślizg w odniesieniu do szybkości synchronicznej jest zazwyczaj wyrażany w formie jednostkowej albo procentowej: poślizg jednostkowy = $(n_1 - n)/n_1$, poślizg procentowy = $[(n_1 - n)/n_1] \cdot 100\%$

gdzie n_1 jest szybkością synchroniczną, zaś n szybkością wirnika. Przy tym szybkość synchroniczna

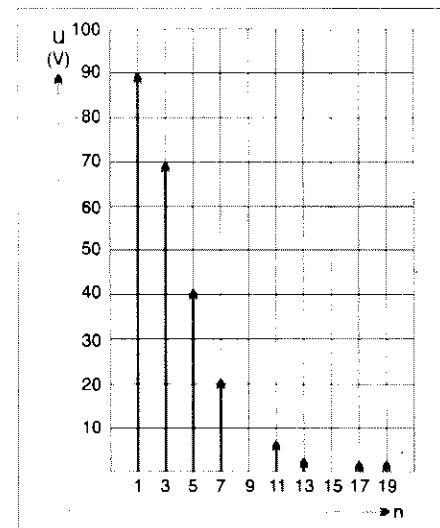
$$n_1 = f/p$$

gdzie f oznacza częstotliwość przyłożonego napięcia (sieci), p - liczbą par biegunów stojana.

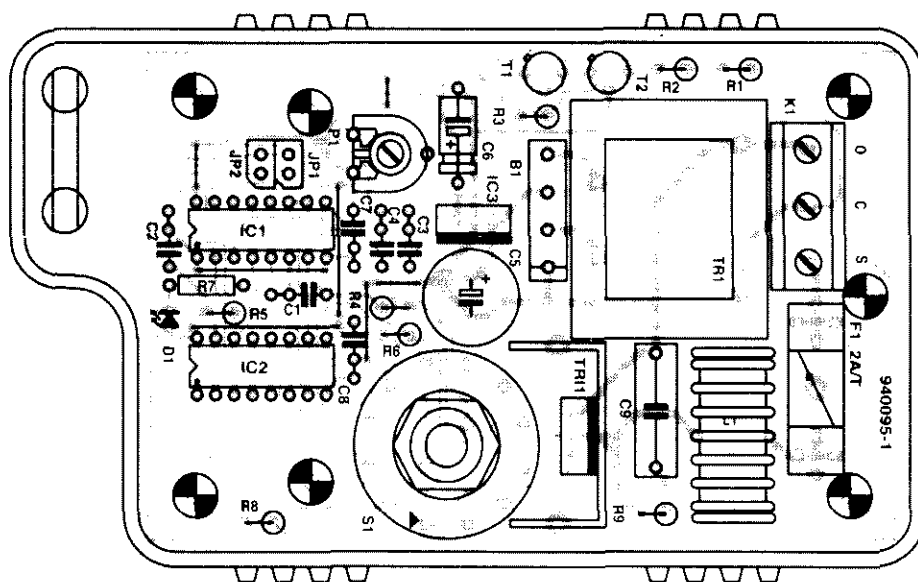
Wielkość poślizgu przy pełnym obciążeniu zmienia się od 6% dla małych silników do około 2% dla dużych maszyn. Potwierdza to powyższe stwierdzenie, że silniki indukcyjne są maszynami o praktycznie stałych obrotach.

Regulacja prędkości obrotowej

Prędkość obrotowa silnika zależy głównie od częstotliwości przyłożonego napięcia zmiennego (zazwyczaj sieci energetycznej), daje się więc łatwo regulować przez zmianę częstotliwości. Nie jest to jednak tak proste, częstotliwość sieci została bowiem znormalizowana w skali międzynarodowej. W Europie i większości krajów świata wynosi 50Hz, a w USA i Kanadzie 60Hz. Zanim gwałtownie rozwinęła się elektronika, powstawały złożone systemy regulacji szybkości silników prądu zmiennego (jak na przykład historyczny już układ Ward-Leonarda dla silników 3-fazowych). Dzięki elektronice stało się to znacznie



Rys. 2. Amplitudy harmonicznych, przy współczynniku redukcji 3, w funkcji częstotliwości.



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płycie drukowanej regulatora.

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1...R4, R6: 100kΩ
R5: 10kΩ
R7: 1kΩ
R8: 560Ω
R9: 100Ω
P1: 47kΩ, potencjometr montażowy

Kondensatory

C1, C3, C4: 120nF
C2: 47nF
C5: 1000µF/25V, stojący
C6: 10µF/10V, leżący
C7, C8: 100nF
C9: 47nF/630V
Indukcyjność
L1: 40µH/3A

Półprzewodniki

D1: wysokowydajna LED
B1: B40C1500, mostek prostowniczy
T1, T2: BSX20
Tri1: TIC216M
IC1: 74HC221
IC2: 74HC4017
IC3: 7805

Różne

JP1, JP2: zwora
K1: złącze śrubowe do druku, rozstaw 7,5mm
S1: 2-obwodowy, 6-pozycyjny przełącznik obrotowy
S2: jednoobwodowy wyłącznik sieciowy z neonówką
Tr1: transformator sieciowy 9V/1,5A
F1: bezpiecznik zwłoczny 2A z oprawą do druku
radiator dla Tri1, 20K/W
obudowa z tworzywa 75x126x53mm
płytki drukowane, kod 940095-1

mniej skomplikowane. Opisywany układ umożliwia w razie potrzeby obniżenie częstotliwości, a co za tym idzie, również obrotów, ze współczynnikiem 1/2, 1/3, 1/5, 1/7 lub 1/9. Większa dokładność nie jest potrzebna, ponieważ prędkość obrotowa silnika zależy trochę od obciążenia. Jednakże współczynnik 1/2 trzeba traktować z pewną ostrożnością, ponieważ w czasie prób niektóre silniki nie działały dobrze przy tym stopniu redukcji.

Schemat elektryczny regulatora jest pokazany na **rysunku 1**. W układzie zastosowano niedrogie, standardowe podzespoły. Napięcie sieci i silnik są dołączone do złącza K1. Zredukowane przez R1 i R2 napięcie sieci zostaje doprowadzone do tranzystorów T1 i T2. T1 przewodzi w dodatnich półokresach napięcia, zaś T2 - w ujemnych. Momenty, w których te tranzystory zaczynają przewodzić, wyznaczają szerokość impulsu na końcówce 9 układu scalonego IC1b; zależą one w znacznym stopniu od oporności R1 i R2. W omawianym przypadku oporności te są małe, ale zastosowano szybkie, przełączające tranzystory. Dzięki temu dokładnie w momentach przejścia napięcia sieci przez zero powstają krótkie dodatnie impulsy o stromych zboczach.

Impulsy te, synchroniczne z częstotliwością sieci, wyzwalają przerzutnik monostabilny IC1b. Czas jego przerzutu zostaje nastawiony za pomocą P1 tuż poniżej 10ms. Niemal zupełnie uniemożliwia to przedostanie się do

układu impulsów zakłócających, co mogłoby się zdarzyć tylko w czasie, gdy przerzutnik jest w stanie nieaktywnym, czyli gdy napięcie sieci przechodzi przez zero. Do eliminacji impulsów zakłócających nie można użyć filtra RC, wprowadzałby on bowiem opóźnienia fazowe, powodujące więcej trudności niż same zakłócenia. Na końcówce 5 IC1b otrzymuje się impulsy wyzwalające o częstotliwości 100Hz.

Częstotliwość napięcia zasilającego silnik jest regulowana za pomocą układu IC2. Regularnie eliminuje on całe okresy napięcia sieciowego, w wyniku czego zmniejsza się częstotliwość - patrz analiza fourierowska przedstawiona w ramce. W ramce tej wymieniono w postaci analitycznej składowe sygnały dla zastosowanych współczynników redukcji, z pominięciem 1/2. **Tabela 1** przedstawia szczegóły eliminacji okresów sinusoidy. Znak (+) oznacza przesłanie do silnika dodatniego półokresu, znak (-) - ujemnego, zaś (0) oznacza odłączenie silnika od sieci.

Układ IC2 zlicza nadchodzące impulsy zegarowe. Po wyzerowaniu jest aktywne wyjście Q0, po pierwszym impulsie - wyjście Q1 itd. Jeżeli przełącznik S1 jest w pozycji "1", przez jego pierwszą (lewą) sekcję każdy impuls IC1b dochodzi do wejścia 2 IC1a, a za pośrednictwem obwodu opóźniającego R5-C2 także do wejścia kasującego IC2. Dzięki temu opóźnieniu kasowania IC2 jest dokonywane tylko w cza-

Tabela 1. Przełączanie półokresów sinusoidy w funkcji opóźnienia.

nr	1	1/2	1/3	1/5	1/7	1/9
0	+	+	+	+	+	+
1	-	-	0	0	0	0
2	+	0	0	0	0	0
3	-	0	-	0	0	0
4	+	+	0	0	0	0
5	-	-	0	-	0	0
6	+	0	+	0	0	0
7	-	0	0	0	-	0
8	+	+	0	0	0	0
9	-	-	-	0	0	-
0	+	0	0	+	0	0
1	-	0	0	0	0	0
2	+	+	+	0	0	0
3	-	-	0	0	0	0
4	+	0	0	0	+	0
5	-	0	-	-	0	0
6	+	+	0	0	0	0
7	-	-	0	0	0	0
8	+	+	+	0	0	+
9	-	0	0	0	0	0

się trwania przerzutu IC1a (i nie może spowodować niepożądanego wyzwolenia przerzutnika). Ma to znaczenie tylko w położeniach "2"... "6" przełącznika S1.

Impuls dochodzący do wejścia 2 wyzwala IC1a. Trwający około 8ms impuls z jego wyjścia Q wprowadza triak Tr1 w stan przewodzenia. Przerzut IC1a jest także sygnalizowany świeceniem D1. Silnik jest zasilany przez cały półokres, dopóki napięcie sieci nie obniży się poniżej progu podtrzymywania przewodzenia triaka. W praktyce, na skutek działania prądu opóźniającego, moment zaniku przewodzenia zostaje minimalnie przeciągnięty poza moment przejścia napięcia sieci przez zero.

W pozycji 1 przełącznika wszystkie impulsy wyzwalamy docierają do IC1a, triak przewodzi nieprzerwanie i silnik wiruje z maksymalną szybkością. Obwód L1-R9-C9 eliminuje wszelkie impulsy zakłócające i zapobiega możliwości samorzutnego przejścia triaka w stan przewodzenia.

W pozycjach 3...6 przełącznika S1, zanim triak zostanie włączony, musi zostać odebrane 2, 4, 6 lub 8 impulsów zegarowych, czyli półokresów. Pozycja 2 przełącznika jest wyróżniona. Tylko w tej pozycji jest wykorzystana druga (prawa) sekcja przełącznika S1. Jej rola sprowadza się do równoległego połączenia C3 z C4, co przedłuża impuls wyjściowy IC1a z 8ms do 16ms. Oznacza to podawanie napięcia do silnika w czasie całych okresów. W czasie testów proto-

typu okazało się, że niektóre silniki nie działają w takich warunkach poprawnie. Z tego powodu zastosowano w układzie zwornik. Gdy jest on wstawiony w pozycję JP2, a kondensator C3 odłączony, pozycje 1 i 2 przełącznika S1 pełnią identyczną rolę i w obu silnik wiruje z maksymalną szybkością.

Blok elektroniki jest zasilany przez transformator Tr1, mostek prostowniczy B1 i stabilizator IC3. Masę układu łączy się z zerowym przewodem sieci.

Montaż

Układ został przewidziany do zmontowania na płytce drukowanej; rozmieszczenie elementów na tej płytce pokazano na **rysunku 3**, mozaikę ścieżek przedstawiono na wkładce. Montaż jest prosty, trzeba jednak pamiętać, że triak powinien być umocowany do radiatora za pośrednictwem ceramicznej przekładki. Układ jest bezpośrednio połą-

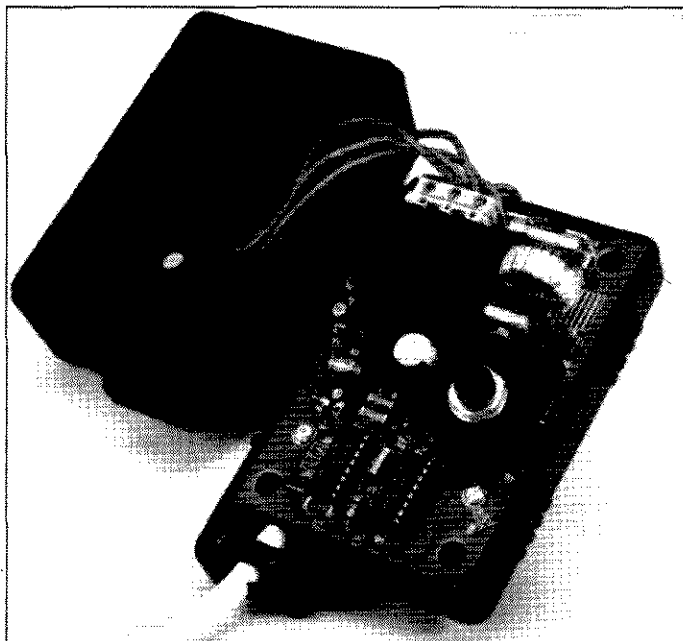
czony z siecią, powinien więc być umieszczony w obudowie z tworzywa zbrojonego włóknem. Zaleca się trwałe połączenie silnika z regulatorem (K1). Jest to zazwyczaj najwygodniejsze rozwiązanie; przedstawiono je na **rysunku 4**. Trzeba jeszcze raz przypomnieć, że masa układu powinna być połączona z przewodem zerowym sieci.

Nie należy łączyć silnika z układem, dopóki nie zostanie on sprawdzony i wyregulowany. Przepływ prądu stałego przez silnik nie jest dla niego wskazany.

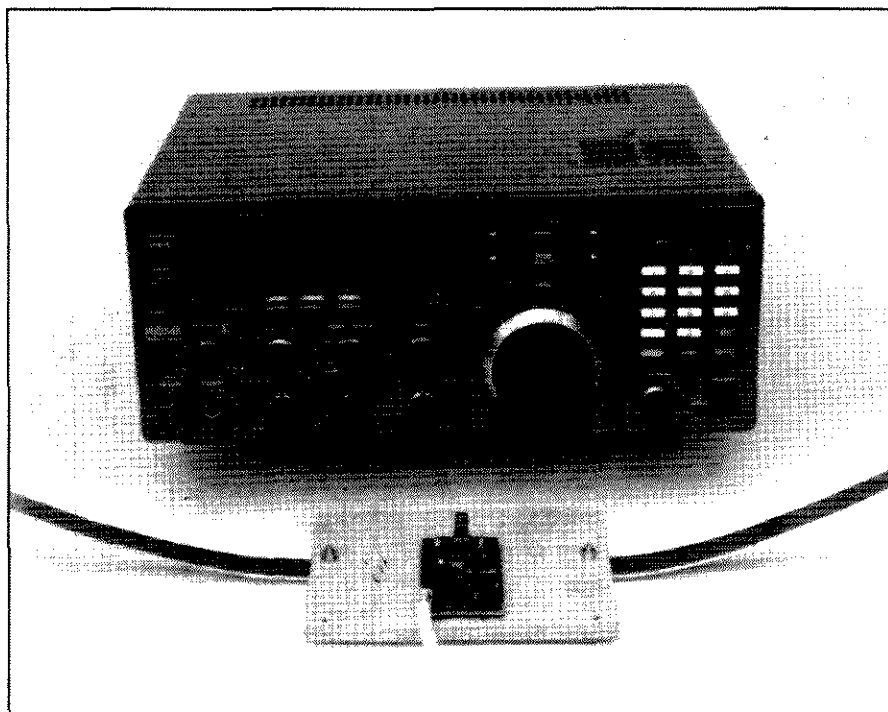
Uruchamianie układu wykonuje się przy pomocy LED. Musi ona być umieszczona na płytce drukowanej, a nie w obudowie. Jest połączona z siecią, a jej plastikowa soczewka nie zapewnia wystarczającej izolacji.

Po ustawieniu przełącznika S1 w położeniu "1" należy pokręcać P1 od jednego skrajnego położenia w drugie. W pewnym położeniu LED przestaje migotać i zaczyna nieprzerwanie świecić. Potencjometr należy ustawić nieco poza tym położeniem. W położeniach "2"... "6" przełącznika LED powinna nieustannie migotać, ale dla każdego z tych położen w innym rytmie. Można teraz połączyć silnik z regulatorem i zamknąć obudowę.

Ryzyko, że silnik nie będzie się nadawał do współdziałania z tym regulatorem, jest bardzo małe. Objawia się to znacznym nagrzewaniem się silnika, co jest spowodowane nasyceniem rdzenia, prowadzącym do bardzo dużego wzrostu prądu. Nie da się z góry określić, czy regulator nadaje się do danego silnika, czy nie, jednak ryzyko jest na prawdę bardzo małe. ■



AKTYWNA SZEROKOPASMOWA ANTENA RAMOWA



Z projektowaniem anten szerokopasmowych wiąże się wiele wątpliwości, ponieważ wymagania związane z ich rozmiarami i zakładanymi parametrami bywają sprzeczne. Opisana w tym artykule antena szerokopasmowa pokrywa zakres fal krótkich do około 50MHz, osiągając znakomitą skuteczność przy racjonalnych wymiarach.

J. Barendrecht

Wielu krótkofalowym DX-owcom brakuje miejsca do zbudowania dużej stojącej anteny; często muszą zadowolić się znacznie mniejszym rozwiązaniem alternatywnym. Nic dziwnego, że niemal zawsze są to anteny aktywne, od których często oczekuje się niemożliwych (no, prawie) do spełnienia efektów. Anteny takie powinny charakteryzować się niskimi szumami, dobrą tolerancją silnych sygnałów, szerokim pasmem ze stałą czułością w całym zakresie i, co nie mniej ważne, nadawać się do użytku w miejscach o wysokim poziomie zakłóceń (czyli w miastach i w okolicach podmiejskich). Niestety, antena aktywna nie

może jednocześnie spełnić tych wszystkich oczekiwań. Przykładowo, niskie szumy i szerokie pasmo są wymaganiami wzajemnie sprzecznymi, a wysoka odporność na zakłócenia jest bardzo trudna do osiągnięcia. Jeżeli jednak ten właśnie aspekt jest najważniejszy (a jest tak bardzo często, chyba, że mieszka się na pustyni), jedynym rozwiązaniem pozostaje użycie anteny rombowej lub ramowej, która doskonale reaguje na składową magnetyczną pola wytwarzanego przez nadajnik. Eliminuje ona wiele produkowanych przez człowieka zakłóceń, ponieważ ignoruje składową elektryczną. Wybór anteny ramowej nie rozwiązuje

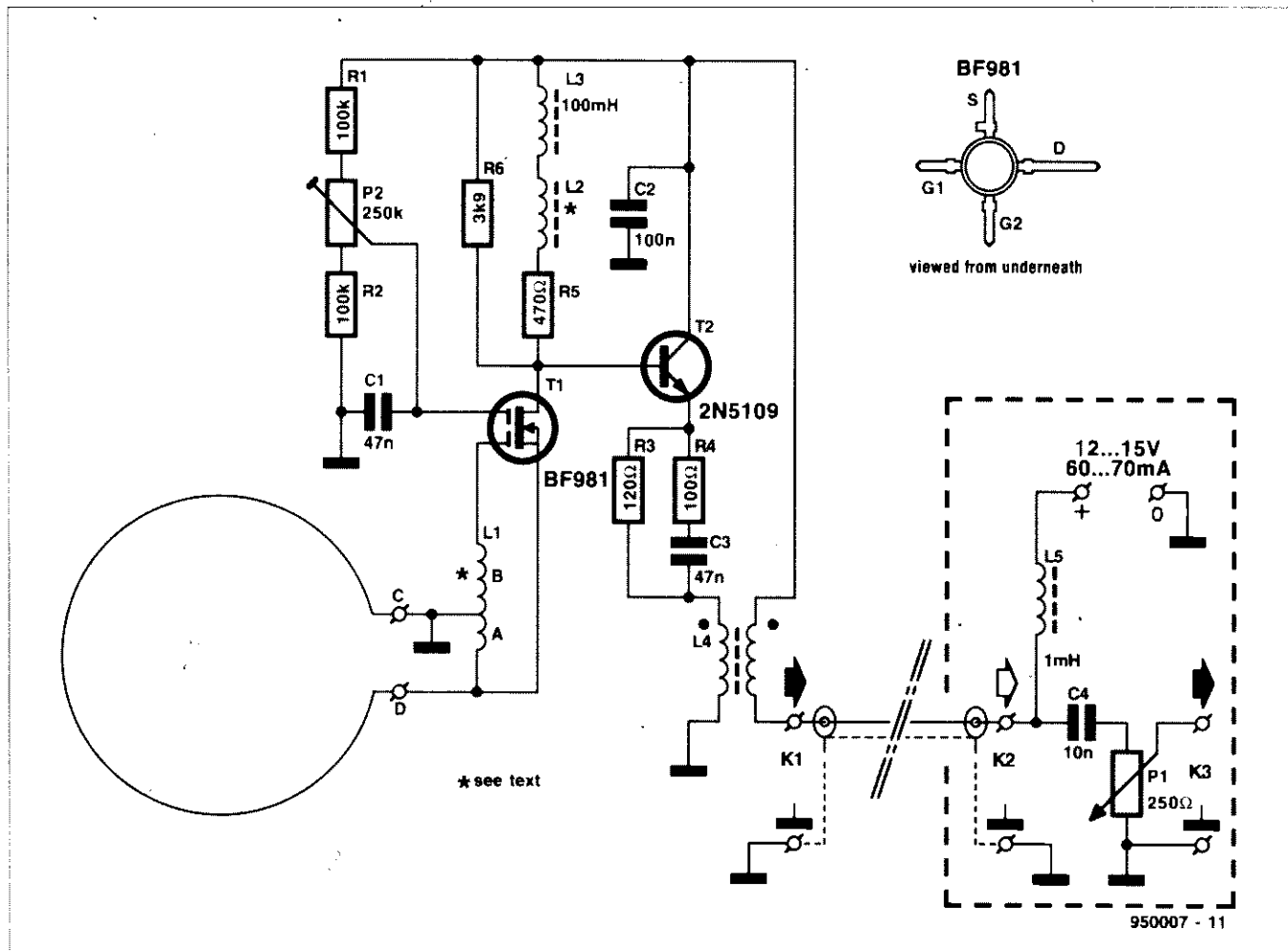
wszystkich trudności, albowiem uzyskanie szerokiego pasma przy takiej antenie nie jest łatwe. Napięcie indukowane w antenie ramowej poniżej częstotliwości rezonansowej jest znacznie niższe niż w rezonansie. Powyżej rezonansu indukowany sygnał przepływa poprzez szeregową indukcyjność ramy. Wraz z pojemnością wejściową wzmacniacza tworzy ona filtr dolnoprzepustowy tłumiący użyteczne sygnały. Zapewnienie właściwego dopasowania biernej części anteny (czyli ramy) do części aktywnej (czyli wzmacniacza) jest więc bardzo ważne. Jednakże otrzymane efekty zawsze będą tylko wynikiem pewnego kompromisu.

Wzmacniacz MOSFET

Podsumowując powyższe rozważania, aktywna część anteny musi łączyć dobrą tolerancję dużych sygnałów z małymi szumami i, dodatkowo, bardzo małą pojemnością wejściową.

Schemat na **rysunku 1** przedstawia wzmacniacz umieszczony pomiędzy ramą (o której dalej) a symulowanym zasilaczem. Dwubramkowy MOSFET T1, pełniący rolę wzmacniacza transkonduktancyjnego, wraz z wtórnikiem emiterowym T2 dopasowuje impedancję ramy do impedancji kabla koncentrycznego. Niektórych może zdziwić zastosowanie MOSFETA BF981, który zasadniczo jest przeznaczony tylko do zakresu VHF/UHF. Jednak według danych technicznych jego szumy są małe także dla niższych częstotliwości, o ile jego bardzo wysoka impedancja wejściowa zostanie właściwie dopasowana.

Przy stosunkowo niskich częstotliwościach dopasowanie wejścia nie stanowi problemu. Średnica zastosowanej anteny ramowej wynosi około 1m, zaś dla niskich częstotliwości jej małą impedancję można łatwo zwiększyć. Przy wyższych częstotliwościach staje się to jednakże kłopotliwe, ponieważ wtedy zaczyna już odgrywać istotną



Rys. 1. Sercem anteny aktywnej jest dwubramkowy MOSFET T1 typu BF981. Antenę właściwą tworzy pętla o średnicy około 1m.

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1, R2: 100kΩ
R3: 120Ω
R4: 100Ω
R5: 470Ω
R6: 3,9kΩ
P1: 250Ω, potencjometr obrotowy
P2: 250kΩ, poziomy potencjometr montażowy

Kondensatory

C1, C3: 47nF Sibatit (Siemens)
C2: 100nF Sibatit (Siemens)
C4: 10nF Sibatit (Siemens)

Indukcyjności

L1: 24 zwoje $\phi 0,4$ mm CuL (A = 20zw, B = 4zw) na rdzeniu ferrytowym G2.3-FT16
L2: 20 zwojów $\phi 0,4$ mm CuL na 6mm, bez rdzenia
L3: 100mH (Toko 10RB-181LY-104)
L4: 4zw + 4zw bifilarnie na rdzeniu ferrytowym G2.3-FT16
L5: 1mH (Toko)

Półprzewodniki

T1: BF981
T2: 2N5109 (SGS Thomson)

Różne

K1...K3: gniazdko 8NC

rolę przetransformowana indukcyjność ramy (około 5μH). Pojemność wejściowa BF981 wynosi około 2pF, a pojemność typowego transformatora wejściowego mieści się pomiędzy 0,5pF a 1pF, jest więc potrzebne jakieś tłumienie dla zapobieżenia niepożądanym rezonansom. Można wprowadzić spowodować takie tłumienie dodając po prostu rezystor, trzeba jednak unikać wszystkiego, co mogłoby tłumić słabe sygnały indukowane w antenie. Konieczny jest więc sposób tłumienia ramy bez niepotrzebnego tłumienia sygnałów.

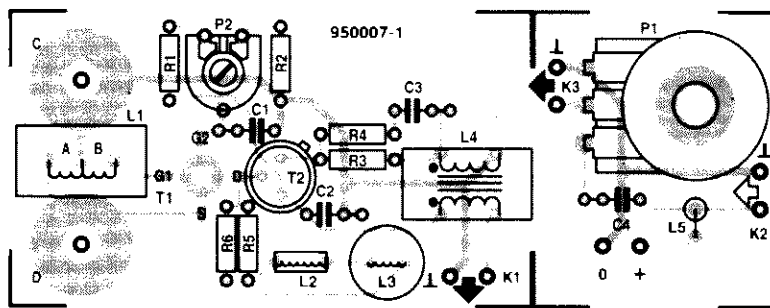
Problem oczywiście nie jest nowy i musiał być już wielokrotnie pokonywany przy projektowaniu stopni w.cz. pierwszych, jeszcze lampowych odbiorników FM. Triody charakteryzowały się niższymi szumami niż pentody, ale tylko przy zastosowaniu techniki neutralizacji (tzw. "neutrodyń"). Jeżeli nie było to możliwe, trzeba było odwoływać się do układu wzmacniacza z uziemioną siatką. Nie była to dobra alternatywa, ponieważ szumy takiego

układu były większe, a wzmocnienie niższe.

Znaleziono więc wyjście kompromisowe w postaci wzmacniacza między-siatkowego lub międzybazowego. Ten rodzaj układu mostkowego nie wymagał neutralizacji i nie odznaczał się większymi szumami niż układ ze wspólną katodą.

Układ zastosowany w opisywanym przedwzmacniaczu nawiązuje do tej techniki i można go nazwać wzmacniaczem międzybramkowym (właściwości elektryczne MOSFETA są bardzo zbliżone do właściwości lampy elektronowej). Łatwo go rozpoznać po tym, że źródło MOSFETA jest połączone z transformatorem wejściowym a nie z masą, masę natomiast łączy się z odczepem transformatora. Wzmacniacz zatem daje się najlepiej sklasyfikować jako układ pośredni pomiędzy układem z uziemioną bramką a układem z uziemionym źródłem.

W tym przypadku wybór układu międzybazowego nie wynika z unikania



Rys. 2. Płytkę drukowaną składa się z dwóch sekcji, które trzeba rozciąć przed montażem. Części z potencjometrem (P1) odpowiada oddzielony linią przerywaną fragment schematu na rys. 1.

neutralizacji, jak w czasach lamp elektronowych. Głównymi celami są teraz: po pierwsze, dopasowanie i, po drugie, tłumienie. Jak już wspomniano, przy stosunkowo niskich częstotliwościach nie ma żadnych problemów. Impedancja wyjściowa T1 (około 100Ω) jest zatem bez znaczenia, a napięcie bramka-źródło jest około sześciokrotnie wyższe od napięcia indukowanego w ramie. Poczynając od około 3,4MHz wejście źródłowe zaczyna działać jak oporność tłumiąca, która eliminuje efekty rezonansowe i poszerza pasmo L1. Dzieje się zatem dokładnie to, o co chodziło!

Tłumienie, rzecz jasna, obniża poziom sygnału dostarczanego przez ramę. Napięcie wyjściowe ramy jest bardzo małe, MOSFET musi więc dostatecznie wzmocnić je, także na wyższych częstotliwościach. Służy do tego obwód R5-L2, umieszczony pomiędzy drenem T1 a dławikiem L3, którego składowa pojemnościowa jest spora. Rezystor R6 utrzymuje wzmocnienie T1 w racjonalnych granicach.

Wzmocniony sygnał jest przesyłany dalej do wejścia odbiornika przez wtórnik emiterowy i bifilarny transformator wyjściowy L4. Od strony odbiornika znajduje się niewielki układ bierny. Potencjometr P1 umożliwia redukcję amplitudy sygnału w sytuacji, gdy zbyt duży sygnał przesterowuje odbiornik. Dławik L5 i kondensator C4 służą do separacji sygnału i napięcia zasilającego, przesyłanych wspólnie kablem koncentrycznym. W większości wypadków układ może być zasilany z odbiornika. W razie potrzeby można jednak użyć najprostszego zasilacza stabilizowanego. Przedwzmacniacz pobiera niewiele, bo tylko 60 do 70mA.

Antena ramowa

Antena właściwa jest pętlą o średnicy około 1m. Najlepiej wykonać ją z rurki metalowej o średnicy 20mm, można użyć także paska blachy o tej samej szerokości lub rurki o przekroju kwadratowym. Rodzaj metalu nie jest istotny. Zwykły drut miedziany nie nadaje się do tego celu z powodu zbyt małej średnicy, a przez to zbyt małej sztywności.

Czytelnicy spoza Europy mogą wykonać znacznie większą ramę, uzyskując większy sygnał i lepszy stosunek sygnału do szumu. Do odbioru w Europie maksymalna średnica wynosi około 1m, bo-

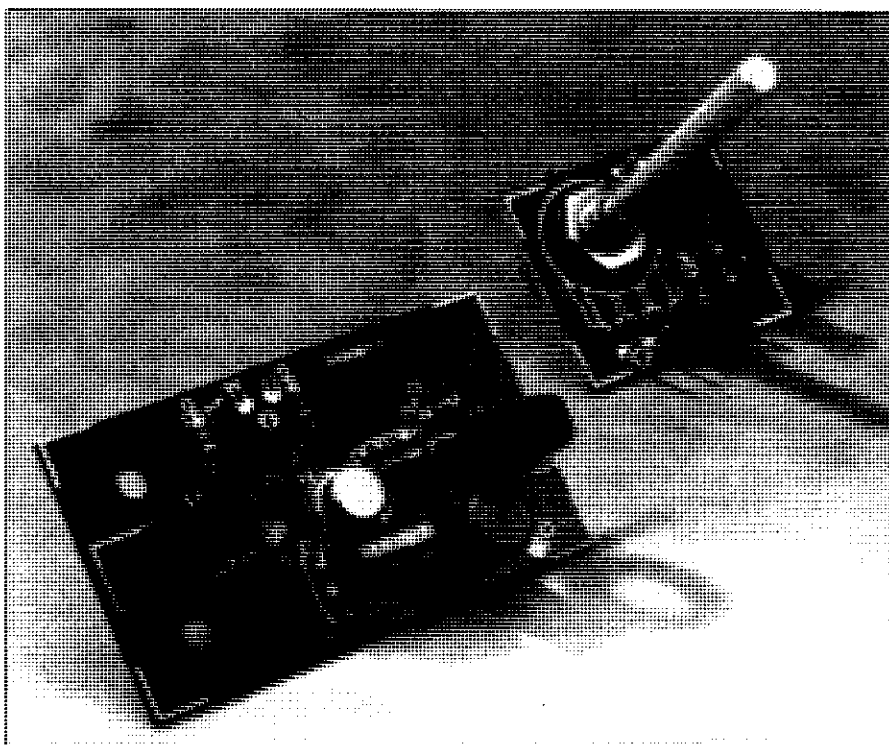
wiem obszar ten jest pokryty dużą liczbą krótkofalowych nadajników radiofonicznych i poziomy sygnałów są bardzo duże. Zwiększanie średnicy doprowadziłoby niemal na pewno do blokowania obwodów wejściowych odbiornika. Można oczywiście wykonać ramę o mniejszej średnicy, ale jej osiągi będą gorsze.

Montaż

Mozaika ścieżek płytki drukowanej dla anteny aktywnej jest zamieszczona na wkładce. Rozmieszczenie elementów przedstawiono na **rysunku 2**. Płytki nie ma w ofercie Działu Obsługi Czytelników, trzeba ją zatem wykonać we własnym zakresie.

Od płytki trzeba odciąć część przeznaczoną do umieszczenia w odbiorniku. Główna część płytki jest przewidziana do bezpośredniego połączenia z końcami pętli ramy (punkty C i D). Montaż jest prosty, jednak sposób umieszczenia T1 i wykonanie cewek wymaga dodatkowych komentarzy. MOSFET T1 należy przylutować od strony ścieżek w taki sposób, aby napis na jego obudowie był widoczny od strony elementów przez otwór w płycie. Wyprowadzenie drenu jest dłuższe od pozostałych (opis jego wyprowadzeń pokazano na rys. 1).

W układzie jest w sumie pięć indukcyjności. Trzy z nich, L1, L2 i L4,



Rys. 3. Układ daje się łatwo zmontować pomimo tego, że trzy cewki trzeba wykonać samemu.

Aktywna szerokopasmowa antena ramowa

trzeba wykonać samemu, zaś dwie - L3 i L5 - są do nabycia. Na L2 składa się 20 zwojów miedzianego drutu emaliowanego $\phi 0,4\text{mm}$ bez rdzenia. Nawija się go na wałku $\phi 6\text{mm}$, na przykład na słupku dystansowym do płytek drukowanych. L1 i L4 nawija się na pierścieniach ferrytowych G2.3-FT16. Cewka L1 ma 24 zwoje nawinięte drutem $\phi 0,4\text{mm}$ z odczepem po 4 zwoju: L1A - 4 zwoje, L1B - 20 zwojów. L4 nawija się bifilarnie drutem $\phi 0,3\text{mm}$, równocześnie dwa uzwojenia po 4 zwoje. Bifilarne uzwojenie jest nawijane dwoma drutami, biegnącymi jeden wzdłuż drugiego. Wszystkie cewki nawija się ciasno, czyli bez odstępów. Zmontowana prototypowa płytka jest pokazana na **rysunku 3**. Na fotografii wyraźnie widać ręcznie wykonane cewki.

Na koniec parę słów o obudowie. Powinna to być obudowa z tworzywa sztucznego. Jeżeli antenę instaluje się

na zewnątrz, musi być wodoszczelna. Złącza K1, K2 i K3 powinny być solidne, typu BNC.

Strojenie

Do nastrojenia anteny aktywnej nie potrzeba kosztownego sprzętu pomiarowego, w zupełności wystarczy multimetr, odbiornik krótkofalowy i dobry słuch. Zacząć należy od doprowadzenia napięcia drenu T1 do poziomu przewyższającego połowę napięcia zasilania o 1V, czyli do 7V, gdy napięcie zasilające wynosi 12V, albo do 8,5V, gdy napięcie to wynosi 15V.

Należy następnie sprawdzić wieczerem, czy natężenie sygnałów na pasmach 41m, 31m i 25m jest dostateczne. Poprawa w porównaniu ze zwykłą anteną prętową powinna być wyraźna. W przeciwnym wypadku należy starannie sprawdzić układ.

Jeżeli antena wydaje się działać dob-

rze, należy nastroić odbiornik na częstotliwość 21...21,5MHz (pasmo 13m) i uważnie słuchać zakłóceń w postaci harmonicznych, ćwierkania, gwizdów i produktów modulacji wzajemnej. Jeżeli zakłócenia nie znikają na skutek zmniejszania potencjometrem P1 poziomu sygnałów wejściowych, trzeba ostrożnie pokręcając potencjometrem P2 doprowadzić efekty zakłócające do minimum. Następnie, po dostrojeniu odbiornika do jakiegoś słabego sygnału w pasmie 13m, trzeba sprawdzić, czy ta regulacja nie pogorszyła stosunku sygnału do szumu. W razie potrzeby niewielką poprawę można uzyskać delikatnie korygując położenie suwaka P1.

Strojenie anteny wieczerem jest możliwe zimą i wiosną do końca kwietnia. W miesiącach letnich najlepszą porą będzie północ.

AVT

oferuje:

Inteligentny kasownik pamięci EPROM (EE 6/94, str. 46)

Jak wiadomo - "Czas to pieniądź", a kasowanie pamięci EPROM jest jednym z bardziej "czasochłonných" zadań, z jakimi spotyka się współcześnie miłośnik wszelkiej maści mikrokontrolerów i procesorów. Autor artykułu opisującego prezentowane przez nas urządzenie musiał spotkać się z przedstawionym problemem, co zaowocowało niezwykle udaną i nowoczesną konstrukcją - w "inteligentnym" kasowniku czas kasowania pamięci został skrócony do niezbędnego minimum. Wbudowany sterownik (w nim zaszyta jest cała "inteligencja" kasownika) kontroluje zawartość kolejno wszystkich komórek pamięci i zatrzymuje kasowanie w momencie wykrycia pod wszystkimi adresami stanu FF, oznaczającego poprawne wykasowanie pamięci. Konstrukcja układu pozwala na obsługę pamięci następujących typów: 2764, 27128, 27256 oraz 27512 we wszystkich wersjach. Zastosowana 28-końcówkowa podstawka ZIF (ang. Zero Insertion Force) zapewnia poprawną pracę przez długi czas intensywnej eksploatacji w warunkach pracowni konstrukcyjnej.

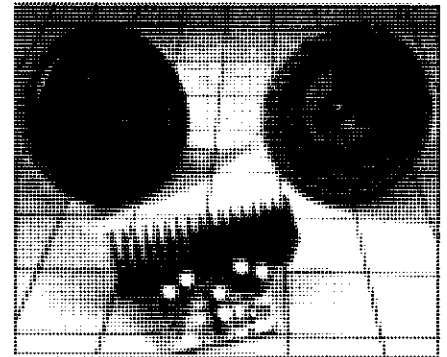


Płytkę do prezentowanego urządzenia jest dostępna w ofercie AVT (nr kodu P-940058-1). Wykonano ją w Polsce z zachowaniem standardów jakościowych i technologicznych odpowiadających najostrzejszym wymaganiom oryginalnych norm holenderskich.

SAMOCHODOWY WZMACNIACZ AUDIO O MOCY 30W

Moc, jaką można uzyskać ze standardowego radioodbiornika samochodowego zasilanego z akumulatora 12V, wynosi 5...6W. Wiele kierowcom-wielbicielom muzyki to nie wystarczy do odtwarzania z jakością Hi-Fi. Można oczywiście podwyższyć napięcie 12V za pomocą przetwornicy, jest to jednak rozwiązanie dość kosztowne i nie zawsze możliwe do zaakceptowania. Teraz jednak zasilany z akumulatora samochodowego układ scalony Philipsa pozwala uzyskać około 30W mocy audio.

T. Giesberts



silnego nagrzewania się stopni końcowych, które często wymagają wymuszonego chłodzenia.

Klasa H

Producenci podzespołów elektronicznych poszukiwali sposobów otrzymywania wystarczającej mocy bez potrzeby stosowania przetworników napięcia. W rezultacie tych prac powstał układ TDA1560Q Philipsa.

Wzmacniacze mocy można konfigurować w różnych układach, z których entuzjaści audio znają tylko klasę A i klasę B. Jeszcze inną klasą, pozwalającą uzyskać dużą moc przy małych zniekształceniach, jest klasa G, w której wzmacniacz korzysta z dwóch napięć zasilających. Niskie napięcie jest używane nieustannie, a drugie, znacznie wyższe, służy tylko w momentach dużego wystero-

Podstawowe dane techniczne

Praca w klasie H

Małe zniekształcenia sygnałów muzycznych

Rozbudowane układy zabezpieczające (prąd wyjściowy, temperatura, impedancja obciążenia)

Nominalne napięcie zasilania

12V

Prąd spoczynkowy

100mA

Moc wyjściowa:

- sinusoida 1kHz,
znieksz. harmoniczne 0,5%
- sygnał muzyczny

Znieksz. harm. + szumy (1W/8Ω)

30W_{sk} na 8Ω

40W_{sk} na 8Ω

« 0,01% (1kHz)

« 0,05% (20Hz do 20kHz)

« 0,06% (1kHz)

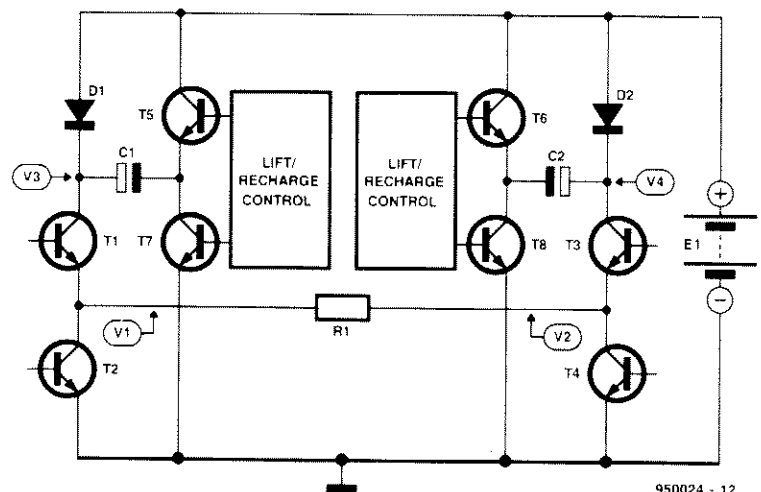
« 0,2% (20Hz do 20kHz)

Znieksz. harm. + szumy (20W/8Ω)

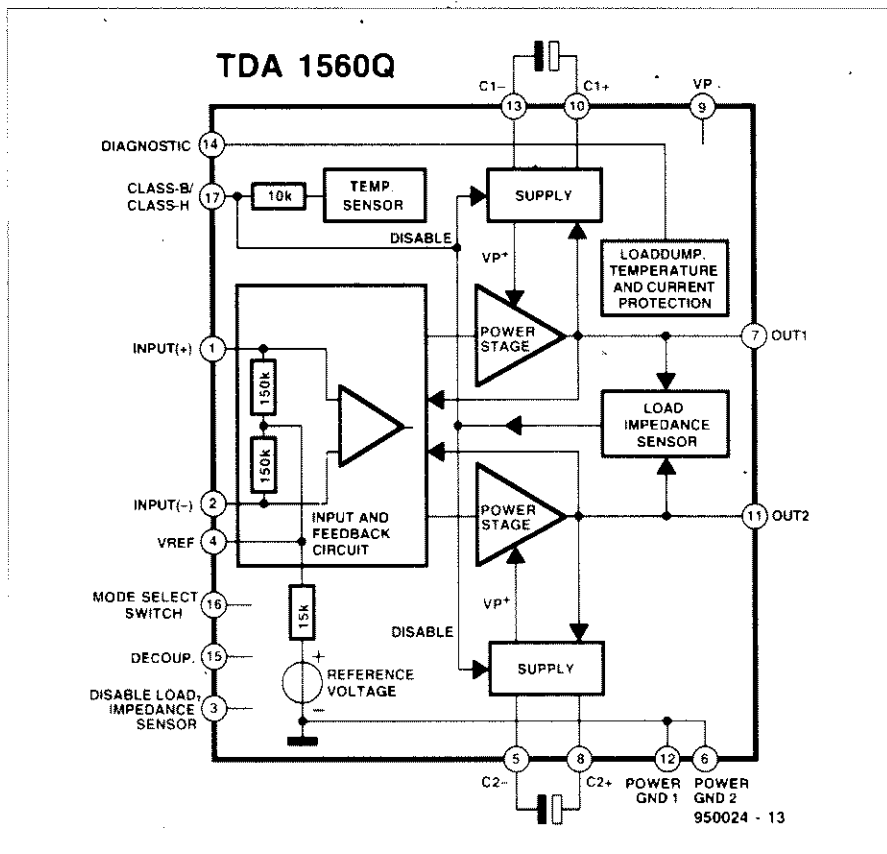
5Hz...100kHz

Pasma przenoszenia (-3dB)

Jeszcze do niedawna stopnie mocy klasy B standardowego odbiornika samochodowego nie mogły dostarczyć do głośników 4Ω więcej niż 2x5...6W mocy. Przy zasilaniu napięciem 12V większej mocy nie dawało się osiągnąć. W większości nowoczesnych odbiorników samochodowych stosuje się wzmacniacze mostkowe, dostarczające 12...16W, często każdy z czterech głośników otrzymuje osobny wzmacniacz. Wiele producentów samochodów niechętnie odnosi się do przetwornic podwyższających napięcie w obawie, że mogą one zakłócić (w sposób kłopotliwy, a nawet niebezpieczny) działanie pozostałych samochodowych urządzeń elektronicznych (których we współczesnym samochodzie bywa wiele). Dochodzi do tego jeszcze problem



Rys. 1. Uproszczony schemat wzmacniacza klasy H.



Rys. 2. Schemat blokowy układu TDA1560Q.

nia stopnia końcowego.

W samochodzie jest tylko jedno napięcie. Konstruktorzy Philipsa opracowali konfigurację klasy pseudo-G, w której z akumulatora ładuje się kilka kondensatorów elektrolitycznych. W czasie krótkich impulsów napięciowych sygnału wyjściowego o dużej amplitudzie przełączniki półprzewodnikowe łączą te kondensatory w szereg z napięciem 12V, podwajając chwilowo napięcie zasilające wzmacniacz. Zmodyfikowaną w ten sposób klasę G nazwano klasą H. Chwilowe podwyższenie napięcia zasilającego wzmacniacz do 24V umożliwia (teoretycznie) dostarczenie 80W do głośnika 4Ω albo 40W do głośnika 8Ω.

Na rysunku 1. jest przedstawiony uproszczony schemat wzmacniacza klasy H. Składa się on z dwóch podstawowych części. Pierwsza jest wzmacniaczem klasy B zbudowanym na tranzystorach T1...T4, obciążonym przez R1, druga zaś, za pomocą dwóch zewnętrznych kondensatorów C1 i C2 służących jako bufor ładunku, podwyższa wewnętrzne napięcie zasilania. Duże amplitudy stanowią tylko niewielką część sygnału muzycznego, więc napięcie zasilające musi być podwyższane przez tylko niewielką część czasu pracy wzmacniacza. Z tej

przyczyny średnia moc tracona jest niewiele większa niż we wzmacniaczu bez układu podwyższającego napięcie, pomimo że osiąga on znacznie większą moc szczytową. Kondensatory C1 i C2 są ładowane przez źródła prądowe T7 i T8 do niemal podwójnego napięcia zasilania E1. Gdy układ detekcji wzrostu sygnału wykrywa zwiększenie się jednego z napięć (V1 lub V2) i zbliżanie się T1 lub T3 do nasycenia, wprowadza tranzystory T5 lub T6 w stan przewodzenia, które pomiędzy kolektory T1 lub T3 a dodatni biegun napięcia zasilania E1 włączają naładowane kondensatory. Diody D1 i D2 zapobiegają rozładowaniu się tych kondensatorów przez akumulator. Napięcie V1 albo V2 może wzrosnąć do prawie podwójnego napięcia zasilania. Układy sterujące podwyższaniem napięcia i ładowaniem kondensatorów wykluczają możliwość jednoczesnego przewodzenia T5 i T7 oraz T6 i T8.

Wnętrze TDA1560Q

Schemat blokowy układu TDA1560Q jest pokazany na rysunku 2. Z końcówkami 1 i 2 jest połączony różnicowy stopień wejściowy układu wejściowego i sprzężenia zwrotnego (ang. input

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1: 390Ω
R2: 150kΩ
R3: 8,2kΩ
R4: 1MΩ
R5: 10kΩ
R6...R9: 2,2kΩ

Kondensatory

C1, C2: 1μF, rozstaw 5mm
C3: 3,9nF
C4: 10μF/63V, stojący
C5: 220nF/35V, tantalowy
C6...C9, C17: 220nF
C10: 22μF/40V, stojący
C11...C16: 4700μF/16V, stojący

Półprzewodniki

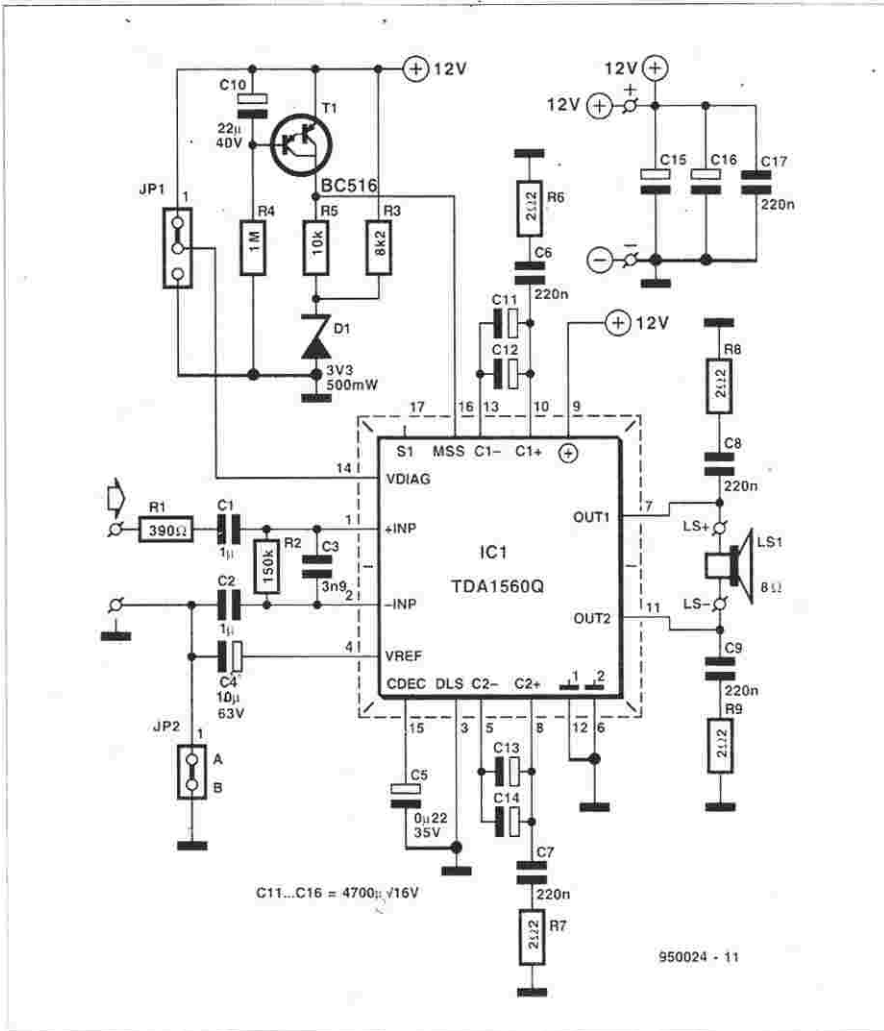
D1: dioda Zenera 3,3V/500mV
T1: BC516
IC1: TDA1560Q

Różne

radiator dla IC1, Rth << 2,5K/W
płytką drukowaną kod 950024-1

and feedback circuit). Stopień ten w znacznym stopniu zmniejsza czułość układu scalonego na zakłócenia sygnalizacyjne. Impedancja wejściowa wynosi 300kΩ, dzięki czemu kondensator wejściowy o niewielkiej stosunkowo pojemności może zapewnić niską wartość dolnej częstotliwości granicznej. Układ wejściowy i sprzężenia zwrotnego zawiera obwody sterujące zasilaniem i stopniami mocy. Monitoruje on sygnał wejściowy i zapobiega nasyceniu tranzystorów wyjściowych, podwyższając w sposób kontrolowany napięcie zasilania. Jest ono podwyższane tylko do takiego poziomu, przy którym nie nastąpi obcinanie, redukując w ten sposób straty mocy do minimum. Ogranicznik prądu chroni stopień wyjściowy przed zwarcie do masy albo napięcia zasilania. Gdy pobór prądu przekroczy 5,5A, stopień wyjściowy i zasilacz zostają wyłączone. Układ zabezpieczający sprawdza w krótkich odstępach czasu, czy zwarcie ustąpiło. Jeżeli tak, to stopnie wyjściowe zostają odblokowane. Takie rozwiązanie ogranicza do minimum wydzielanie mocy w stopniach końcowych w przypadku zwarcia.

Układ jest wyposażony w podwójne zabezpieczenie termiczne. Pierwsze wyłącza podwajające napięcia gdy temperatura ich obudów wzrośnie powyżej 120°C. Wzmacniacz pracuje wtedy tylko w klasie B. W drugim zabezpieczeniu wykorzystuje się czujniki umieszczone w pobliżu tranzystorów



Rys. 3. Schemat elektryczny samochodowego wzmacniacza audio 30W.

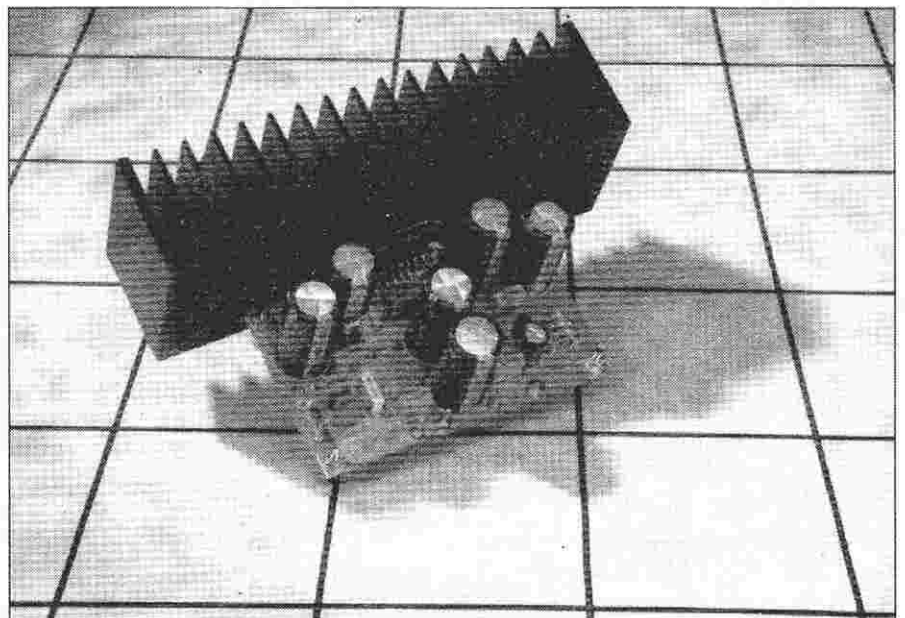
wyjściowych i przełączających. Jeżeli temperatura mierzona przez taki czujnik przekroczy 165°C, prąd bazy danego tranzystora zostaje zmniejszony. W strukturze układu znajduje się także czujnik impedancji obciążenia (ang. load impedance sensor). Po włączeniu zasilania jest mierzona oporność prądu stałego cewki głośnika (głośników) przez pomiar spadku napięcia wywołanego przepływem prądu. Wykrycie głośnika 4Ω, ze względu na szczytowe natężenie prądu stopni mocy, wywołuje wyłączenie sekcji klasy H i układ przechodzi wtedy do klasy B. Impedancja mniejsza od 0,4Ω jest uznawana za zwarcie i cały układ scalony zostaje wyłączony. Czujnik impedancji jest bardzo wrażliwy i może zostać uruchomiony nawet przez impuls zakłócający (wywołany na przykład zamknięciem drzwi samochodu w trakcie włączania układu, odebrany przez głośniki jak przez mikrofony). Czujnik ten można unieruchomić zwiernając do masy końcówkę 3. Układ scalony zawiera jeszcze we-

wnętrne napięciowe źródło odniesienia (ang. reference voltage) dla układów wejściowych. Napięcie to odspręga się zewnętrznym kondensato-

rem poprzez wyprowadzenie 4.

Opis schematu

Schemat elektryczny 30-watowego wzmacniacza m.cz. jest przedstawiony na rysunku 3. Wejście łączy się ze stopniem różnicowym (końcówki 1 i 2) przez kondensatory C1 i C2. Chociaż końcówka wejścia odwracającego jest połączona zworą JP2 z masą, to mimo niesymetrycznego wejścia tłumienie sygnału synfazowego jest spore. Wejście staje się symetryczne po usunięciu zwory JP2. R1 i C3 tworzą filtr dolnoprzepustowy, eliminujący z wejścia zakłócenia w.cz. Impedancję wejściową wyznacza głównie R2. Układ z tranzystorem Darlingtona T1 wprowadza opóźnienie włączenia wzmacniacza, nie dopuszczające do głośnika dźwięków wywołanych stanami nieustalonymi podczas włączania zasilania. Jest to ważne z uwagi na zwarcie (k. 3 do masy) pełniące także i tę rolę czujnika pomiarowego. Zaraz po włączeniu zasilania końcówka 16 przez R3 i D1 otrzymuje napięcie 3V, wprowadzające układ w tryb wyciszenia (mute mode). Początkowo T1 nie przewodzi, ponieważ C10 jest rozładowany. Zaczyna się jednak ładować przez R4 i po kilku sekundach napięcie na nim na tyle wzrasta, że T1 zaczyna przewodzić. W wyniku tego napięcie na wyprowadzeniu 16 wzrasta do 12V i stopnie mocy zaczynają działać normalnie. Końcówka 14 daje użytkownikowi różne możliwości. Może na przykład posłużyć do sprawdzenia, czy jeden



Rys. 4. Zmontowany prototyp samochodowego wzmacniacza audio 30W.

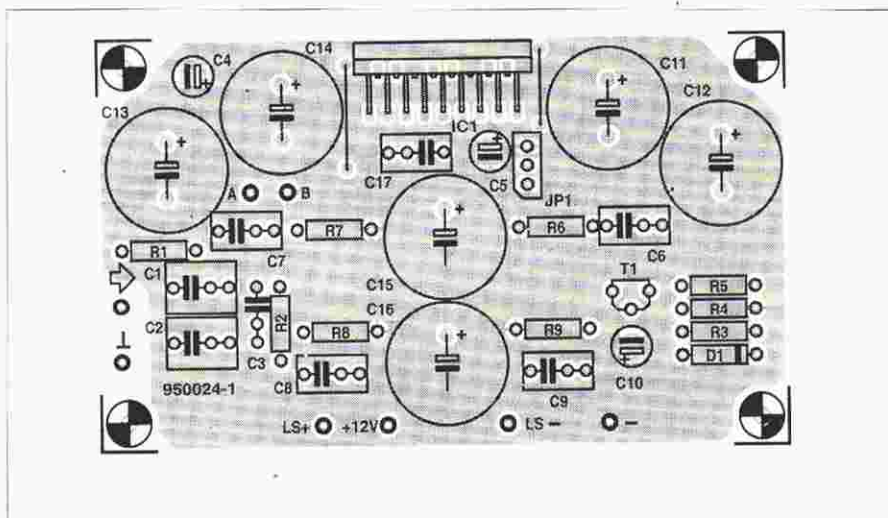
z układów zabezpieczających jest czynny. Normalnie na tej końcówce występuje pełne napięcie zasilania. Jeżeli jej potencjał jest równy połowie tego napięcia, to oznacza, że jeden z układów zabezpieczających został uaktywniony. Jeżeli końcówka ta zostanie połączona z masą zworą JP1, to wzmacniacz będzie wyciszony, jeżeli zaś zostanie połączona z +12V, to wszystkie układy zabezpieczające będą wyłączone. Dla normalnej pracy zwora ta powinna zostać usunięta.

Kondensatory C15 i C16 buforują napięcie akumulatora 12V. Kondensatory C11-C12 i C13-C14 magazynują ładunki dla układu sterującego podwyższaniem napięcia. Zastosowano dwie pary po 4700µF, ponieważ zajmują mniej miejsca na płycie, niż pojedyncze kondensatory elektrolityczne o pojemności 10000µF. Obwody R6-C6 i R7-C7 służą do tłumienia zakłóceń.

W obu wyprowadzeniach głośnika zastosowano układy Boucherota R8-C8 i R9-C9, kompensujące rosnący z częstotliwością wpływ indukcyjności głośnika na impedancję obciążenia.

Montaż

Montaż sprowadza się do wlutowania



Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płycie drukowanej samochodowego wzmacniacza audio 30W.

elementóww płytkę drukowaną, jak to pokazano na rysunku 5. Mozaikę ścieżek tej płytki zamieszczono na wkładce. Układ scalony musi nieco wystawać poza płytkę, aby można go było przymocować płasko do radiatora. Pomiędzy układem a radiatorem trzeba umieścić podkładkę izolacyjną oraz pastę przewodzącą ciepło. Mikową podkładkę do TO3 należy przyciąć do potrzebnych wymiarów.

Większość konstruktorów zapewne

użyje dwóch wzmacniaczy w jednej obudowie w celu stworzenia zwartego zestawu stereo. Można także umieścić cztery w jednej obudowie, dla dwóch przednich i dwóch tylnych głośników. Należy zadbać, aby ani kable, ani końcówki nie miały możliwości zwarcia do masy. Długotrwałe zwarcie, pomimo zabezpieczeń, nie wpłynie pozytywnie na wzmacniacz mostkowe.

AVT oferuje podstawowe typy RADIATORÓW

z nieczernioną powierzchnią (opis w EP 6/94)

Profil	Typ	Cena
	R1-50/T	3,40
	R1-75/T,D,2T	4,80
	R1-100/2T	5,80
	R2-34/D	1,70
	R2-50/T	2,20
	R2-75/T,D	3,40
	R7-50/Tx	3,10
	R7-75/Tx	3,90
	R7-100/Tx	4,80
	R8-34	4,80
	R8-50	5,70
	R8-100	8,60
	R9-34	3,10
	R9-50	3,80
	R9-100	6,00

W symbolach typu radiatora liczba po kresce oznacza długość radiatora w mm, np. dla R2-75/T,D długość wynosi 75mm.

Litery w symbolach typów oznaczają:

T - otwór pod tranzystor

D - otwór pod diodę prostowniczą

Tx - otwór gwintowany pod tranzystor.

W zamówieniu należy podać typ radiatora.

Oferowane podzespoły są sprzedawane

w sieci sklepów firmowych AVT:

Warszawa, ul. Graniczna 4, tel. 24-96-18

Olsztyn, Pl. Pułaskiego 6

Kraków, ul. Limanowskiego 27

Zamówienia na sprzedaż wysyłkową

prosimy kierować na adres:

01-900 Warszawa 118,

skr. poczt. 72

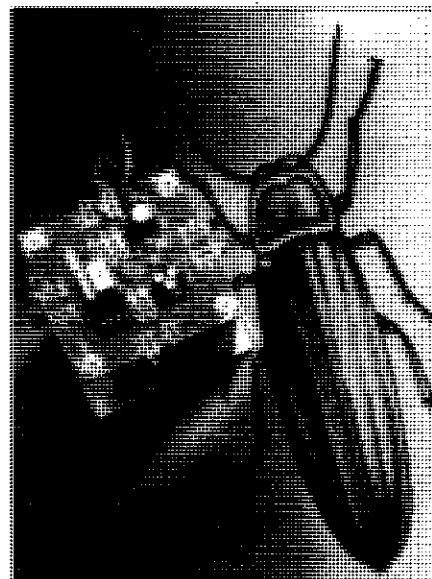
tel: (022) 35-66-88, fax: 35-67-67

Dla wysyłek za zaliczeniem pocztowym koszty opakowania i spedycji przesyłki wynoszą 4,00 zł dla przesyłek o wartości mniejszej niż 40,00 zł, 10% wartości przesyłki dla przesyłek o wartości 40,00...200,00 zł, 20,00 zł dla przesyłek o wartości większej niż 200,00 zł.

ELEKTRONICZNE ŚWIETLIKI

Elektroniczny robaczek świętojański czyli świetlik, będąc przykładem sztucznego owada jest równocześnie cybernetycznym modelem swoistego charakterystycznego zachowania wobec przedstawicieli własnego gatunku. Elektroniczne świetliki komunikują się ze sobą za pośrednictwem sygnałów optycznych, zatem ich grupa stanowi rzeczywiście model opto-cybernetyczny, w którym można zaobserwować grupowe zachowania interaktywne.

H. Bonenkamp



Opisany układ imituje zachowanie się robaczka świętojańskiego, ale tylko wtedy, gdy zmontuje się ich więcej niż jeden. Wprawdzie mówienie tu o dynamice grupowej i wzajemnie uwarunkowanym oddziaływaniu byłoby zapewne przesadą, to w tym doświadczeniu modelowania cybernetycznego, z zastosowaniem prostych układów elektronicznych, można zaobserwować interesujące efekty.

Świetliki są chrząszczami emitującymi światło fosforescencyjne. Gdy obserwuje się efektowne wzory wykreślane w ciemności przez rój świetlików, efekt kojarzy się z synchronicznymi oscylacjami. Widok ten jednych wprowadza w zamyślenie, innych hipnotyzuje, jednak zawsze porusza jako cud natury.

Od biologii do elektroniki

Do naśladowania dodatnich reakcji fototaktycznych świetlików jest potrzebne dobrze widoczne w ciemności, małe, sterowane generatorem źródło światła błyskowego. Potrzebny jest także jakiś sposób sterowania szybkością błyskania (innymi słowy - częstotliwością generatora) i optyczny sygnał, nadający się do sterowania drugim generatorem.

Schemat na **rysunku 1** pokazuje, w jaki sposób powyższe wymagania dają się łatwo elektronicznie zrealizować w praktyce. Sercem układu jest znany i niedrogi timer 555. Optyczne czujniki i nadajniki zostały zrealizowane w modelu za pomocą kilku podczerwonych LED i fototranzystorów. Układ 555 jest połączony jako multiwibrator astabilny, który działa jak przełącznik. Przyjmuje on stan niski na

wyjściu, gdy napięcie stale na wejściu progowym (końcówka 6) wzrasta powyżej dwóch trzecich napięcia zasilania, zaś stan wysoki, gdy napięcie na końcówce 2 obniża się poniżej jednej trzeciej tego napięcia. Wejście progowe łączy się z kondensatorem C2, który jest ładowany przez P1-R1-R4, dopóki utworzony przez 555 "przełącznik" jest rozwarły. Gdy tylko napięcie na kondensatorze przewyższy poziom wspomnianego wyżej progu, kondensator zostaje rozładowany przez końcówkę 7 układu 555, a wyjście Q (wyprowadzenie 3) przyjmuje stan niski. Zaczyna wtedy świecić LED D1. Ładowanie i rozładowywanie C2 odbywa się cyklicznie, więc D1 błyska rytmicznie naśladując "światelko" świetlika. Częstotliwość błyskania jest wyznaczona przez P1, R1 i C2 i wynosi około 1Hz. Stosunek $(P1 + R1)/R4$ określa stosunek czasu włączenia do czasu wyłączenia (wypełnienia) sygnału sterującego LED.

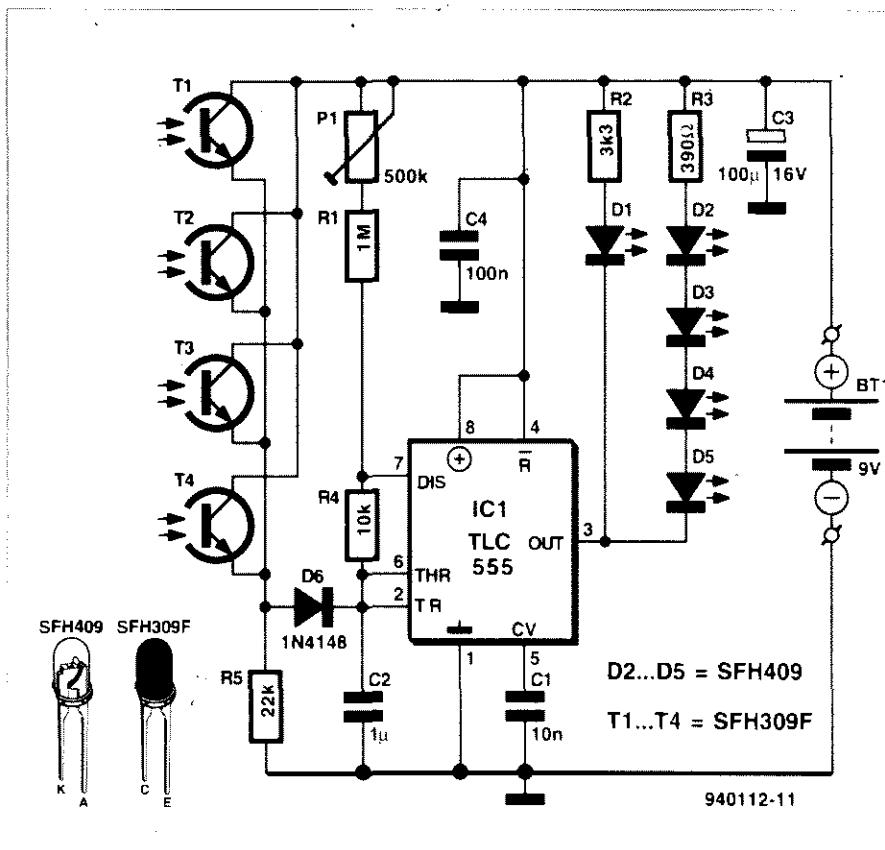
Jak dotąd, układ nie różni się od błyskającej LED. Wszystkie różnice biorą się z dodania T1...T4 i D2...D5. Te ostatnie są to diody elektroluminescencyjne promieniujące w zakresie podczerwieni (IRED), emitujące optyczny sygnał sprzęgający świetlika. Szeregowo połączone IRED są włączone równolegle z D1 i impulsy podczerwieni są emitowane w tym samym rytmie co impulsy światła widzialnego. Celem emisji impulsów podczerwieni są oczywiście fototranzystory T1...T4 pozostałych świetlików. Jeżeli jeden z fototranzystorów odbierze podczerwone światło, zaczyna przewodzić i wywołuje wzrost napięcia na rezystorze R5. Napięcie to jest wykorzystywane do wspomagan

ładowania C2 przez diodę D6, nieco przyspieszając wzrost jego napięcia. Rezultatem tego jest niewielka zmiana fazy błyskającego sygnału, na skutek której następny błysk następuje nieco później niż normalnie.

Napięcie na C2 nie spada nigdy poniżej poziomu jednej trzeciej napięcia zasilania, więc dioda D6 zaczyna przewodzić dopiero wtedy, gdy napięcie na emiterach fototranzystorów przewyższy ten poziom o więcej niż o napięcie przewodzenia diody. Oporność R5 wyznacza więc czułość fototranzystorów. Prąd płynący przez diody IRED jest ograniczony pojemnością baterii, więc odległość pomiędzy IRED jednego świetlika a fototranzystorem drugiego nie powinna być większa od paru centymetrów. Gdy tylko te dwa "stworzenia" znajdą się blisko siebie, zaczynają nawzajem odbierać swoje sygnały w podczerwieni. Jeżeli częstotliwości błyskania obu świetlików są jednakowe, po chwili ich błyski staną się synchroniczne.

Płytki drukowane

Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej elektronicznego świetlika, której mozaika ścieżek jest przedstawiona na wkładce, pokazano na **rysunku 2**. Montaż nie przedstawia żadnych trudności, bowiem podzespoły i sposób ich montażu są standardowe. Płytki trzeba wykonać samemu, gdyż nie są dostarczane przez Dział Obsługi Czytelników. Z każdej z czterech stron płytki przewidziano umieszczenie po jednej IRED i jednym fototranzystorze, elektroniczny świetlik może więc porozumiewać się ze współplemieńcami w czterech kierunkach. Oczywiście, wykona-



Rys. 1. Schemat elektronicznego świetlika. Chrzaszcz ma czujniki optyczne.

nie jednego tylko świetlika jest non-sensem - prawdziwa zabawa rozpoczyna się od minimum czterech tych stworzonek.

Wszystkie świetliki powinny zostać dostrójone na tę samą częstotliwość błyskania. Na szczęście da się to wykonać bez pomocy specjalnych przyrządów, jednak dla ograniczenia wpływów zewnętrznych regulacji należy dokonać przy możliwie najniższym oświetleniu. Zalecana kolejność jest następująca:

1. Ustawić P1 jednego ze świetlików w środkowym położeniu i używać go następnie jako wzorcowego.
2. Policzyc liczbę jego błysków na minutę.
3. Odsunąć go na bok, poza zasięg pozostałych.
4. Wziąć następnego świetlika, również ustawić P1 w środkowym położeniu i policzyć liczbę błysków na minutę.
5. Jeżeli liczba ta jest większa od wzorcowej, pokręcić P1 w kierunku odwrotnym, a jeżeli mniejsza, w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara.
6. Ponownie policzyć liczbę błysków i poprawić regulację, obniżając różnicę do nie więcej niż dwóch.

Pozostałe świetliki wyregulować tak

samo. Może się to wydawać nużące i czasochłonne, ale w rzeczywistości poprawne ustawienie P1 daje się szybko osiągnąć.

Można teraz pomyśleć o praktycznych i atrakcyjnych obudowach świetlików. Użyć można niemal dowolnej obudowy, jednak pod warunkiem, że nie może ona zasłaniać IRED i foto-

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1: 1MΩ
R2: 3,3kΩ
R3: 390Ω
R4: 10kΩ
R5: 22kΩ
P1: 500kΩ, poziomy potencjometr montażowy

Kondensatory

C1: 10nF
C2: 1μF, MKT
C3: 100μF/16V, stojący
C4: 100nF

Półprzewodniki

D1: zielona, niskoprądowa LED
D2...D5: SFH409 (Siemens)
D6: 1N4148
T1...T4: SFH309F (Siemens)
IC1: TLC555

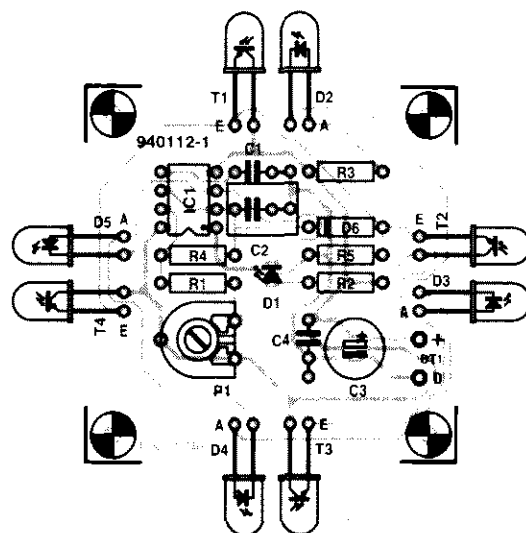
Różne

bateria 9V z zaciskiem

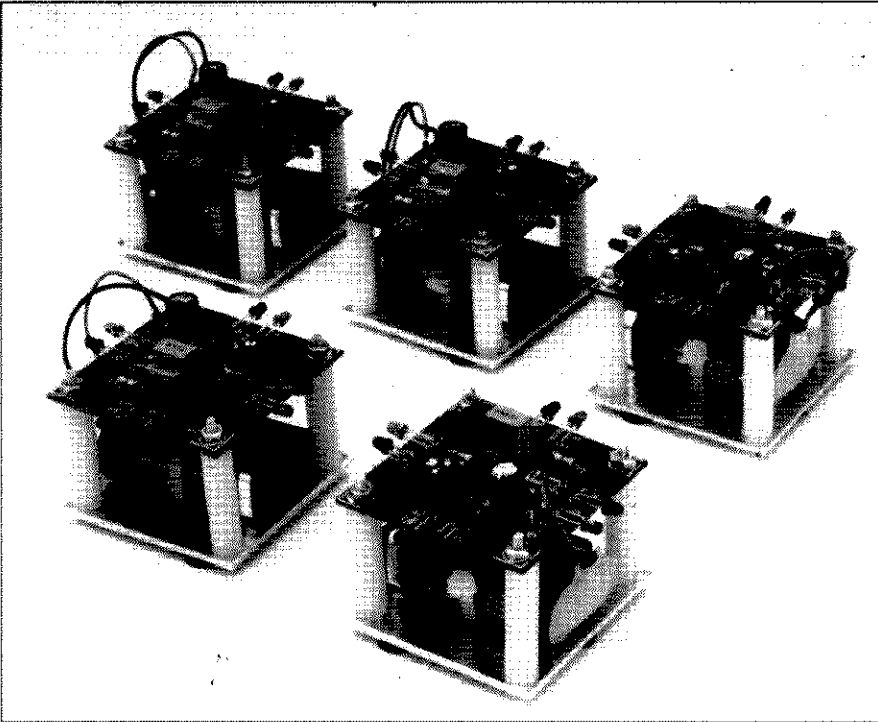
tranzystorów. Na fotografiach widać, że prototypy nie mają w ogóle obudów. Każda płytka jest połączona z aluminiową podstawką za pomocą słupków dystansowych. Do podstawki plastikową przewiązką do przewodów mocuje się baterię. Taki sposób montażu zapewnia świetlikom pełną mobilność.

Doświadczenia

Po zakończeniu regulacji wszystkich świetlików nadchodzi czas na doświadczenia, aby sprawdzić, czy efekt synchronizowania się błysków świetlnych rzeczywiście zachodzi. Właściwej oce-



Rys. 2. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej umożliwia świetlikowi komunikowanie się z innymi osobnikami gatunku ze wszystkich stron.



Rys. 3. Zabawa zaczyna się po zmontowaniu kilku świelików.

ny typowego zachowania się układu i optymalnej odległości można dokonać zaczynając od dwóch świelików. Chociaż wykonywanie doświadczeń w całkowitej ciemności nie jest konieczne, to jednak lepiej gdy oświetlenie zostanie zredukowane do minimum. Po włączeniu dwóch świelików, należy umieścić je w odległości około 10cm. Jeżeli przypadkiem okaże się, że błyskają synchronicznie, to trzeba potrzymać je przez kilka minut w separacji, a potem zacząć powoli zbliżać do siebie, tak aby ich optyczne zmysły mogły na siebie wzajemnie oddziaływać. Obserwując uważnie ich błyski można zauważyć, jak od pewnego momentu ustala się zbieżność błysków w czasie.

Po kilku próbach świelików w różnych miejscach stołu można zaobserwować, że synchronizacja następuje najszybciej w odległości około 3cm. Gdy odległość jest mniejsza, LED świecą bez przerw.

Teraz można umieścić na stole trzeci świelik. Jeżeli jest on powoli

wprowadzany w pole widzenia dwóch pierwszych, ich synchronizacja może zostać zerwana. Także i w tym wypadku zbyt mała odległość pomiędzy świelikami staje się powodem ciągłego świecenie LED.

Wprowadzenie do grupy czwartego członka tworzy konfigurację kwadratową w pętli, w której powstaje rodzaj dodatniego sprzężenia zwrotnego. Odległości pomiędzy świelikami stają się jeszcze bardziej krytyczne niż w przypadku grupy trzech członków.

W układzie poczynym najlepiej zacząć od odległości około 4cm pomiędzy świelikami. Następnie zbliża się je stopniowo, po milimetrze. Jeżeli po pewnym czasie LED zaczną świecić bez przerw, odległość trzeba z powrotem nieco zwiększyć. Jeżeli LED nie zaczną migotać ponownie, efekt blokady można przerwać wsuwając pomiędzy świeliki kawałek tekturki, który przerywa pomiędzy nimi sprzężenie optyczne. Gdy blokada powtórzy się po chwili, odległość należy jeszcze trochę zwiększyć i powtórzyć zabieg

ŚWIELIKI

Świeliki (Lampyridae) są to chrząszcze, których nazwa wzięła się z ich zdolności do wysyłania światła fosforescencyjnego. Zarówno samica, jak i samiec w końcowej części odwłoka posiadają szczególny organ emitujący światło. Składa się on z różnych warstw, z których wewnętrzna pełni rolę reflektora. Światło to jest produktem reakcji chemicznej pomiędzy dwoma substancjami, produkowanymi przez te owady. Reakcja ta jest stymulowana przez system nerwowy.

Celem emisji światła jest wabienie przedstawicieli przeciwnej płci. Nielotne samice umiejscawiają się zwykle na wierzchołkach traw i zwracają końce odwłoków w stronę latających nad nimi samców. Na sygnały emitowane przez atrakcyjne samce odpowiadają zwiększeniem natężenia własnych sygnałów świetlnych. Samce mają duże półkuliste oczy, umożliwiające im detekcję sygnałów samic.

z tekturką. Przy pewnej cierpliwości można osiągnąć interesujące schematy synchronizacji czterech świelików. W czasie doświadczeń z prototypami stwierdzono wpływ promieniowania cieplnego ciała ludzkiego na świeliki, co ma niekiedy wpływ na schemat ich synchronizacji.

Kilka dodatkowych szczegółów

Na koniec kilka liczb. Częstotliwość błyskania wynosi około 1Hz. Układ pobiera około 14mA, z czego 2mA płynie przez D1, a 10mA przez cztery IRED.

Jeżeli chce się powiększyć zasięg tych stworzonek, to trzeba zwiększyć prąd płynący przez IRED. Robi się to zmniejszając oporność R3. Minimalna oporność tego rezystora wynosi 56Ω, przy której przez diody przepływa około 100mA, co jednak znacznie skraca czas działania baterii. ■

SYSTEM

✉ 87-115 Toruń 16
Katalogi dla firm - gratis

ELEMENTY ELEKTRONICZNE

Wystarczy
zadzwoń! tel/fax (0-56) 480-222
tel/fax (0-56) 456-222

STANDARDY I ZASTOSOWANIA PŁYT KOMPAKTOWYCH

Od wylansowania w 1982 płyty kompaktowej (CD) ten cyfrowy nośnik informacji stał się produktem wyjściowym dla różnych dalszych ulepszeń. Obecnie CD jest stosowana nie tylko do zapisu muzyki, ale także do archiwizacji danych komputerowych i do nagrań video. W niniejszym artykule omówiono różne powstałe w ciągu ostatnich lat standardy CD. Są to standardy światowe, które zostały zdefiniowane w Czerwonej, Żółtej, Zielonej, Pomarańczowej i Białej Księdze.



Płyta kompaktowa narodziła się w Philips Research Laboratories w Eindhoven, w Holandii. Tam właśnie rozwinęto koncepcję optycznej rejestracji danych cyfrowych. W roku 1980, gdy Philips N.V. i Sony uzgadniali promocję CD jako cyfrowego nośnika audio, trudno było przewidzieć ogromny wpływ srebrzystego krążka na przemysł muzyczny. W ciągu zaledwie pięciu lat zaczęło działać około 30 milionów odtwarzaczy CD i sprzedano 450 milionów płyt. Wynalazek Edisona - gramofon - będący najważniejszym źródłem dźwięku przez ponad 80 lat, umarł i został pogrzebany w rekordowo krótkim czasie. Nic już nie powstrzymuje lśniącego srebrnego dysku i ciągle poszerza się obszar jego zastosowań. Na przykład, w opublikowanej w 1994 Białej Księdze Philips i JVC podają parametry Video CD, wariantu płyty kompaktowej, który wydaje się szykować do ataku na wideokasety. W ciągu bieżącego roku zarówno przemysł komputerowy, jak i producenci urządzeń powszechnego użytku, wprowadzą do

sprzedaży różne cyfrowe systemy oparte na Video CD. Stawia to przed płytą kompaktową Video CD perspektywę równie szybkiej akceptacji jak płyty CD-DA (płyty kompaktowej audio). Obecnie jest tak wiele standardów CD, że już spoza drzew trudno zobaczyć las. Standardy te będą przeto pokrótce omówione poniżej.

Czerwona Księga, CD-DA

Opis cyfrowego standardu audio (CD-DA), zawierający wszystkie dane techniczne dotyczące rejestracji oraz korekcji błędów na płycie kompaktowej, zawarto w tzw. Czerwonej Księdze. Stała się ona podstawą dla późniejszych standardów wtórnych i udoskołań CD, które na skutek rosnących w stosunku do niej wymagań wykroczyły poza granice wyznaczone przez ten dokument. Informacja zapisana na CD jest zawarta w spiralnie ułożonym ciągu otworków, wprasowanych w warstwę tworzywa poliwęglanowego, na które jest nałożona odbijająca warstwa aluminium oraz warstwa

ochronna. Obszar pomiędzy dwoma otworkami jest nazywany wysepką. Promień lasera śledzi spiralę poczynając od środka płyty. Detektor światła laserowego rozróżnia jego odbicie od otworka i od wyseпки, może więc odczytać wprasowane w płytę informacje. Do precyzyjnego prowadzenia promienia laserowego złożony serwo-mechanizm wykorzystuje zmiany natężenia odbijanego światła. Spirala na płycie kompaktowej jest podzielona na trzy sekcje: wprowadzającą, programową (danych) i wyprowadzającą. Pojemność płyty jest najlepiej wykorzystana wtedy, gdy spirala jest śledzona ze stałą prędkością. Szybkość wirowania płyty zależy zatem od pozycji promienia laserowego. W części programowej prędkość obrotowa płyty może zmieniać się od 197 do 339 obrotów na minutę. Samo mechaniczne sterowanie szybkością wirowania płyty nie może zapewnić stabilnego przepływu danych, dlatego odtwarzacz jest wyposażony w pamięć buforową, która musi być nieustannie w połowie zapełniona. Gdy jej zapeł-

nienie jest mniejsze od 50%, szybkość płyty zostaje zwiększona, a gdy większe od 50% - odpowiednio zmniejszona. Odbiór danych odczytywanych przez laser z bufora jest taktowany przez kwarcowy generator zegarowy. System bufor-zegar gwarantuje doskonale stabilną szybkość dopływu danych do odbierającego je przetwornika cyfrowo-analogowego.

Wszystkie dane na płytach kompaktowych audio są cyfrowo zarejestrowanymi sygnałami dźwiękowymi, próbkowanymi z częstotliwością 44,1kHz. Sygnał dźwiękowy każdego z kanałów jest digitalizowany z rozdzielczością 16 bitów. W rezultacie szybkość strumienia danych wynosi 1,4112 Mbitów na sekundę.

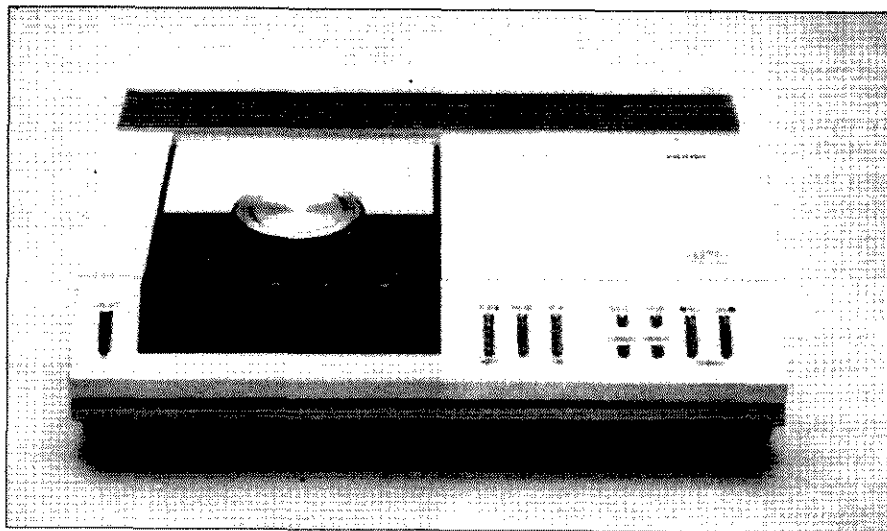
Żółta Księga, CD-ROM

Następny standard, który pojawił się na rynku, został zdefiniowany w Żółtej Księdze, również opublikowanej wspólnie przez Philipsa i Sony. Wraz z odkryciem ogromnej pojemności płyt kompaktowych narodziła się idea CD-ROM. Może ona zastępować takie nośniki magnetyczne jak dyskietki i dyski twarde. CD-ROM ma wiele zalet, ale także i wady. Jej zaletami są niski koszt, nieuolny charakter i niezawodność. Wadą natomiast jest jej charakter nośnika niemodyfikowalnego (ROM).

Dla zachowania kompatybilności z CD-DA, CD-ROM także zawiera jedną długą spiralną ścieżkę. Informacje są odczytywane z CD-ROM również ze stałą szybkością, czas bezpośredniego dostępu odczytu jest więc znaczny. Za każdym razem, gdy plik ma zostać odczytany, szybkość silnika musi najpierw zostać dostosowana do odczytu, a to trwa. Poza tym, osiągalna przez CD-ROM prędkość przesyłania danych (około 150kB/s) jest stosunkowo niska. Na szczęście pojawiły się CD-ROM o podwójnej, potrójnej i poczwórnej szybkości, a wkrótce można spodziewać się dalszych usprawnień.

Informacje zawarte w Żółtej Księdze nie wykraczają poza opis sposobu zapisu danych komputerowych w sekcji programowej. Wskazują rodzaje metod korekcji błędów, które mogą zostać dołączone do systemu. Żółta Księga nie zawiera ani opisów struktury używanych w komputerach plików i katalogów, ani informacji o sposobie zapisu informacji audiowizualnej (multimedialnej). Normy ISO-9660 i CD-ROM-XA zostały zatem wprowadzone później.

Norma ISO-9660 została początkowo



Rys. 1. CD-DA (audio CD) była pierwszą płytą kompaktową dla szerokiego audytorium. Ten odtwarzacz CD był sukcesem rynkowym początku lat osiemdziesiątych.

opracowana przez High Sierra Group i przyjęta przez ISO w 1988. Opisuje ona strukturę plików stosowaną w komputerach kompatybilnych z IBM PC i stała się podstawą dla późniejszych norm. Do CD-ROM w ramach platformy UNIX stosuje się RRIP (Rock Ridge Interchange Protocol), a użytkownicy Apple Macintosh mają do dyspozycji HFS (Hierarchical File System).

Zielona Księga, CD-i

Mniej niż rok po wylansowaniu CD-

ROM, w 1986 została wprowadzona na rynek jako system multimedialny interakcyjna płyta kompaktowa, CD-Interactive (CD-i). Pełny opis systemu znajduje się w Zielonej Księdze. Interesującym obszarem zastosowania CD-ROM stają się systemy multimedialne, przetwarzające informacje audiowizualne.

Jak już wspomniano w prezentacji CD-DA, informacje audio są rejestrowane z szybkością 1,4112Mbit/s. Informacje video są znacznie bardziej złożone od informacji audio, cyfrowe informacje video wymagają więc dużo



Rys. 2. Napęd dyskowy CD-ROM stał się kolejnym standardem komputerowych urządzeń peryferyjnych.

większej liczby danych. Zarówno w przypadku audio, jak i video, istnieje wzajemne oddziaływanie pomiędzy wymaganym strumieniem danych a jakością zakodowanego sygnału. Dane techniczne CD-i opisują wiele możliwości rejestrowania informacji multimedialnych, takich jak dźwięk, nieruchomy obraz, animacje i video. Informacje te są ponadto rejestrowane w sposób wiążący je między sobą, co oznacza, że - na przykład - sygnały audio i video są połączone w bloki. Umożliwia to odtwarzaczowi CD-i równoczesne odczytywanie wielu rodzajów informacji.

Podstawową różnicą pomiędzy CD-i i CD-ROM jest to, że dane techniczne tej pierwszej obejmują pełny opis sprzętu, niezbędnego do użycia oprogramowania CD-i. W Zielonej Księdze zawarto także informacje co do struktury danych zapisanych na płycie CD-i. Jest to wyraźna różnica w stosunku do Żółtej Księgi, która nie podawała żadnych informacji o formatach rejestrowanych danych.

W rozdziale 9 Zielonej Księgi opisano sposób, w jaki do informacji na CD-i można dodać pełnoekranowy obraz video MPEG-1 (standard kompresji rejestrowanych obrazów graficznych, opracowany przez Motion Picture Expert Group) zakodowany zgodnie z ISO 11172. System ten został dołączony do systemu CD-i jako opcja pod nazwą cyfrowego video na CD-i.

CD-ROM XA

CD-ROM XA (eXtended Architecture) oznacza ulepszony standard CD-ROM, lepiej dopasowujący ten nośnik do zastosowań multimedialnych. Mówiąc dokładniej, standard XA umożliwia używanie wielu kompatybilnych z CD-i formatów audio i video także i do CD-ROM. Dopuszcza on oprócz tego stosowanie rozmaitych katalogów początkowych, co pozwala używać CD w różnych systemach operacyjnych. Wreszcie standard CD-ROM XA, podobnie jak CD-i, jest strukturalnie kompatybilny z normą ISO-9660. Dzięki temu CD-ROM XA nadaje się do wielu różnych systemów komputerowych. Jednak ten rodzaj płyt nie nadaje się do odtwarzaczy CD-i, ponieważ brakuje im często odpowiednich programów. Pomimo że standard XA istnieje już od jakiegoś czasu, to nie pojawiło się wiele wykorzystujących go programów.

Tabela 1. Historia standardów płyt CD

Standard	Księga	Właściciel	Wprowadzenie
CD-DA	Czerwona Księga	Philips, Sony	1982
CD-ROM	Żółta Księga	Philips, Sony	1985
CD-i	Zielona Księga	Philips, Sony	1987
CD-ROM XA		Philips, Sony	1989
CD-MO/CD-WO	Pomarańczowa Księga	Philips, Sony	1990
CD-Bridge		Philips, Sony	1991
Foto CD		Kodak, Philips	1992
Video CD	Biała Księga	JVC, Philips	1994



Rys. 3. Odtwarzacz CD-i jest kompatybilny z różnymi formatami płyt kompaktowych.

Struktura sektorów

Zgodnie z definicją w Żółtej Księdze sektory na płycie kompaktowej mają długość 2352 bajtów i dla udostępnienia ich komputerom są podzielone na pewną ilość pól. Początek sektora jest oznaczony synchronizującą serią 12 bajtów, po której następuje 4 bajtowy nagłówek (Header), zawierający absolutny adres w minutach, sekundach i sektorach, jak również bajt trybu (mode). W każdym sektorze na dane pozostaje więc 2336 bajtów.

Wszystkie sektory jednej ścieżki używają tego samego trybu. Istnieją sektory w trzech różnych trybach. W sektorach Mode 0 wszystkie pozostałe 2336 bajtów są puste, czyli zerowe. W sektorach Mode 1 znajduje się 2048 danych użytkownika, zabezpieczonych przez EDC (error-detecting code, kod wykrywający błędy) i ECC (error-correcting code, kod korygujący błędy). Jest to dodatkowe zabezpieczenie przed błędami, dodane do istniejącego już zabezpieczenia dla

CD. Standardowe zabezpieczenie CD przed błędami nie zależy od przeznaczenia, nie jest jednak dostatecznie skuteczne w przypadku zastosowania komputerowego. Najdrobniejsze nawet błędy w komputerze są nie do przyjęcia, chociaż w systemie audio mogą być zupełnie niezauważalne.

W Mode 2, który jest formatem używanym dla zwykłych CD-ROM i który nie wymaga dodatkowej korekcji błędów (na przykład zdigitalizowane audio/video), pozostałe 2336 bajty są wolne dla danych. Dla zapewnienia kompatybilności z normą ISO-9660 struktura sektorów Mode 2 została bardziej szczegółowo opisana w Zielonej Księdze. Rozszerzenie z Mode 2 jest stosowane do CD-i i CD-ROM XA. Z zapisem danych w sektorach łączy się oznaczanie każdego sektora pod-nagłówkiem (Subheader). Zawiera on numer pliku i kanału, kodujące informacje o rodzaju danych zawartych w sektorze, jak również bajt podtrybu (sub-mode). Numer pliku służy do rozróżniania sektorów różnych

przemieszanych plików. Numer kanału służy do identyfikacji kanałów, z których plik może się składać. Bajt podtrybu zawiera bit końca pliku (EOF, end of file), bit końca rekordu (EOR, end of record), umożliwiający synchronizację bit wyzwalający przerwanie i bit czasu rzeczywistego, który oznacza, że plik jest używany w trybie czasu rzeczywistego.

Wreszcie następują trzy bity, oznaczające rodzaj danych (video, audio, komputer itp.) w sektorze. Rozszerzenie to ma dwie opcje: Mode 2, Form 1 oraz Mode 2, Form 2. Bit formy informuje o użyciu stosowanej w sektorach Mode 1 dodatkowej korekcji błędów. Sektory Mode 2 Form 1 zawierają tę dodatkową korekcję (EDC i ECC), a Mode 2 Form 2 tylko blok EDC. Brak dodatkowej korekcji błędu jest usprawiedliwiony, gdy CD zawiera informacje audio albo video. Brak bitów czasu rzeczywistego (nawet przypadkowy) w plikach tego rodzaju jest znacznie istotniejszy od drobnych błędów danych. Nie użycie dodatkowej korekcji danych zwalnia 280 bajtów na dane. W pliku zapisanym w czasie rzeczywistym w sektorze Mode 2, Form 1 operacje detekcji i korekcji błędów muszą być wykonywane także w czasie rzeczywistym, a to stawia sprzętowi wysokie wymagania.

Osiem (zwykle o wartości zero) bajtów Space w sektorze Mode 1 w Mode 2 jest użyte na nagłówek. W rezultacie pola danych i EDC są przesunięte o osiem bajtów. Sektor Mode 2 Form 2 kończy się tylko czterobajtowym polem EDC, które może zawierać bity parzystości, służące za wskaźniki jakości w procesie produkcji płyty kompaktowej. Bajty te mogą także zostać wyzerowane. Jeżeli są użyte, zaleca się zastosować ten sam EDC jak w sektorach Mode 2 Form 1.

Pomarańczowa Księga, CD-MO i CD-WO

W Pomarańczowej Księdze są opisane CD Magneto-Optical (CD-MO) i CD-Write Once (CD-WO). Rozszerzenie to jeszcze bardziej zwiększyło obszar zastosowań płyt kompaktowych, ponieważ precyzuje sposób, w jaki płyty kompaktowe mogą być produkowane w małych ilościach. CD-MO umożliwia wielokrotne ponowne zapisywanie informacji na CD, natomiast CD-WO tylko jednorazowe. CD-MO posiada warstwę magneto-optyczną, na której informacja jest zapi-

Tabela 2. Kompatybilność formatu płyty z odtwarzaczem.

płyta	odtwarzacz/system					
	CD-DA	CD-ROM	CD-ROM-XA	CD-i	Photo-CD	Video-CD
CD-DA	x	x	x	x	x	x
CD-ROM	—	x	x	—	—	—
CD-ROM XA	—	—	x	—	—	—
CD-i	—	—	—	x	—	—
CD-Bridge	—	—	x	x	—	—
Photo-CD	—	—	x	x	x	—
Video-CD	—	—	x	x	—	x

x - kompatybilny
— - niekompatybilny

sywana w całkowicie odmienny sposób niż na normalnej płycie kompaktowej. Sekcja odczytująca laserowego odtwarzacza rozpoznaje sygnał z płyty CD-MO na podstawie zmian kierunku polaryzacji światła laserowego. Do zapisu i odczytu tego rodzaju płyt jest potrzebny specjalny rodzaj napędu dyskowego.

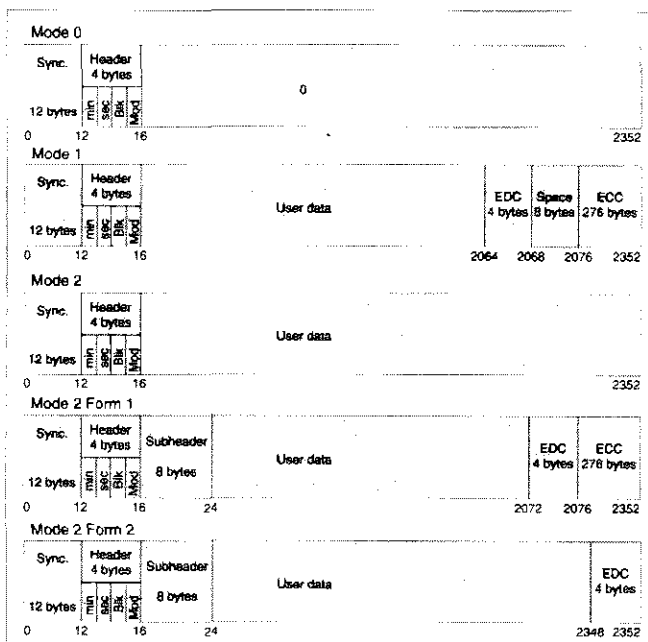
CD-WO, zwana także CD Recordable (CD-R), może mieć trzy stopnie stanu (status level): albo jest całkowicie czysta, albo częściowo zapisana, albo całkowicie zapisana. Tak CD-MO, jak i CD-WO mają wstępnie przygotowaną ścieżkę z informacjami niezbędnymi do jej śledzenia i synchronizacji. CD-WO zawiera powłokę pochłaniającą światło, której własności odbijające są modyfikowane w czasie rejestracji przy pomocy specjalnego lasera. Napęd dyskowy CD-WO umożliwia "wypalanie" płyt kompaktowych, kompatybilnych z Czerwoną, Żółtą i Zieloną Księgą. Płyty te mogą być odtwarzane za pomocą każdego konwencjonalnego odtwarzacza płyt kompaktowych lub napędu dyskowego CD-ROM.

Standard CD-WO umożliwia także tworzenie wielu partycji na jednej płycie (multi-session, wielosesyjnej). Każda z tych partycji ma oddzielną sekcję wprowadzającą, programową i wprowadzającą i jest kompatybilna z Czerwoną, Żółtą i Zieloną Księgą. Takie płyty mogą

być odtwarzane tylko za pomocą specjalnych wielosesyjnych napędów dyskowych. Zwyczajny napęd CD-ROM może odtworzyć jedynie zawartość pierwszej sesji.

CD-Bridge

Standard CD-Bridge został opracowany celem zintegrowania standardów CD-i i CD-ROM. Jest to standard bardzo otwarty, pozostawiający wiele miejsca na implementację wymagań technicznych wielu różnych systemów. Płyta CD-Bridge jest płytą CD-ROM XA, zawierającą także program CD-i. W rezultacie płyta tego rodzaju może być użyta zarówno w komputerze, jak i w napędzie dyskowym CD-ROM XA. Popularne płyty kompaktowe Photo-CD oraz Video-CD, są przykładami płyt CD-Bridge



Rys. 4. Struktura danych na CD-ROM w znacznym stopniu zależy od zastosowania. Rysunek ten przedstawia sektorową strukturę formatów CD-ROM, CD-ROM XA i CD-i.



Rys. 5. Format Photo-CD został opracowany przez Kodaka i Philipsa. Pozwala zarejestrować na jednej płycie kompaktowej bez utraty jakości ponad 100 fotografii 35mm.

Photo-CD

Photo-CD jest płytą CD-Bridge o standardzie opracowanym przez Philipsa i Kodaka. Ten rodzaj płyt kompaktowych jest przeznaczony do rejestrowania fotografii zdigitalizowanych z bardzo wysoką rozdzielczością, co pozwala je oglądać na ekranie telewizora lub monitora komputerowego. Pliki te mogą być przetwarzane w komputerze albo drukowane na papierze.

Płyta Photo-CD może być wyprodukowana konwencjonalną metodą, jak zwykła płyta kompaktowa, albo jako płyta CD-WO. Format ten pozwala na rejestrację na tej samej płycie następnych fotografii podczas kolejnych sesji. Oczywiście uprzednio zarejestrowane płyty Photo-CD mają tylko jedną sesję i mogą być odtwarzane przez wszystkie rodzaje napędów dyskowych CD-ROM.

Standardowa wersja Photo-CD jest oparta na 35mm negatywie fotograficznym, zdigitalizowanym z rozdzielczością 3782x2048 pikseli. Plik zarejestrowany na płycie kompaktowej składa się z pięciu pod-plików: Base/16, Base/4, Base, 4xBase i 16xBase. Dzięki technice kompresji danych zwykła płyta kompaktowa może pomieścić ponad 100 fotografii 35mm. Obecnie jest możliwe zapisywanie na Photo-CD również fotografii o większych formatach. Jest to szcze-

gólnie interesujące dla profesjonalnych użytkowników materiału fotograficznego.

Biała Księga, Video-CD

Ostatnim omawianym w niniejszym artykule wariantem CD-Bridge jest Video-CD. Została ona opracowana do rejestrowania pełnoekranowych video-filmów, co już opisano w rozdziale 9 Zielonej Księgi (CD-i). Obrazy są kodowane na CD zgodnie ze standardem MPEG-1. Na normalnej 12-centymetrowej płycie kompaktowej mieści się cyfrowy videofilm o długości 74 minut. Dane techniczne Video-CD zostały przedstawione w Białej Księdze. Wersja ta początkowo była znana także pod nazwą standardu Karaoke-CD. Dla promocji tego medium, norma wyraźnie opisuje możliwość dołączenia pełnego dekodera filmowego do konwencjonalnego odtwarzacza płyt kompaktowych. Jest to oczywiście możliwe jedynie łącznie z odpowiednią modyfikacją odtwarzacza.

Inne formaty

CD-Video, którego nie należy mylić z Video-CD, jest formatem płyty kompaktowej, który od jakiegoś czasu był już używany do rejestracji na CD pięciu do sześciu minut analogowego videofilmu. Format ten został opisany ja-

ko rozszerzenie w Czerwonej Księdze. Oprócz informacji video, na płycie jest jeszcze miejsce na około 20 minut cyfrowego dźwięku. Po kilku fałstartach format ten popadł szybko w niepamięć. Obecnie już prawie nie jest produkowany.

Format CD Background Music (CD-BGM) został opracowany do nagrań typu "muzyka w tle" ("Muzak") i opiera się na technologii pochodzącej ze standardu CD-i. Dzięki zastosowaniu kodowania ADPCM (adaptive differential pulse code modulation) na jednej płycie kompaktowej może pomieścić się do 20 godzin muzyki w tle o niezłej jakości.

CD+MIDI i CD+G zostały także opracowane na podstawie audio CD. Formaty te pozwalają zarejestrować na płycie kompaktowej dane w formacie MIDI i graficzne, łącznie z cyfrowym dźwiękiem.

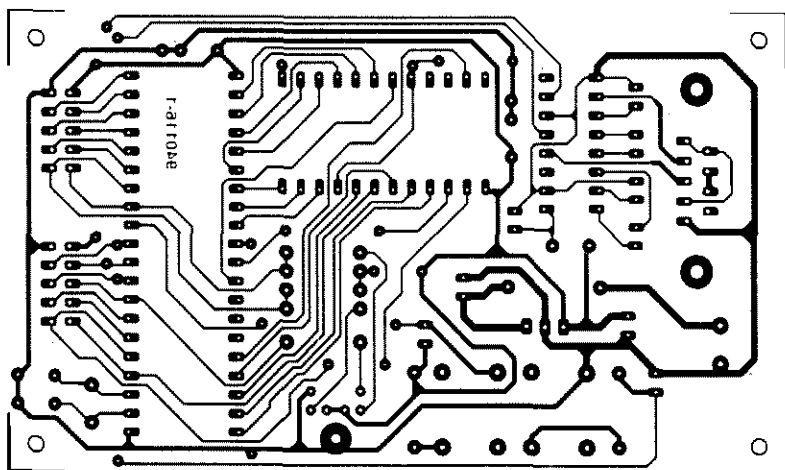
Trzeba jeszcze na koniec wspomnieć o formacie CD-i Ready. Na tych płytach audio jest zarejestrowany w tle program CD-i. Gdy płyta jest odtwarzana na odtwarzaczu audio, ta dodatkowa funkcja pozostaje niezauważona, ponieważ płyta zachowuje się jak każda zwykła muzyczna płyta kompaktowa. Program CD-i ożywia się, gdy płyta zostaje umieszczona w odtwarzaczu CD-i. Dostępne wtedy dodatkowe funkcje obejmują teksty piosenek, fotografie, dyskografie itp. Aby informacje CD-i nie kolidowały z odtwarzaną muzyką, odtwarzacz odczytuje je najpierw i magazynuje w buforze, po czym jest odtwarzana ścieżka dźwiękowa.

Zamiast podsumowania

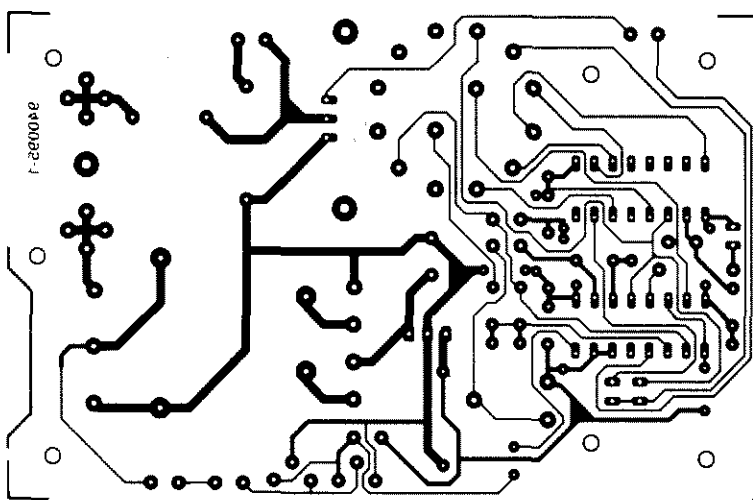
Obecnie jest w użyciu taka liczba standardów CD, że początkowo trudno się w tym rozeznąć. Przed podjęciem decyzji o zakupie odtwarzacza płyt kompaktowych czy napędu dysków CD-ROM, należy przede wszystkim dokładnie sformułować swoje potrzeby i wymagania. Do sprawdzenia który ze standardów odpowiada konkretnym wymaganiom można użyć informacji z **tabeli 2**. ■

Bibliografia

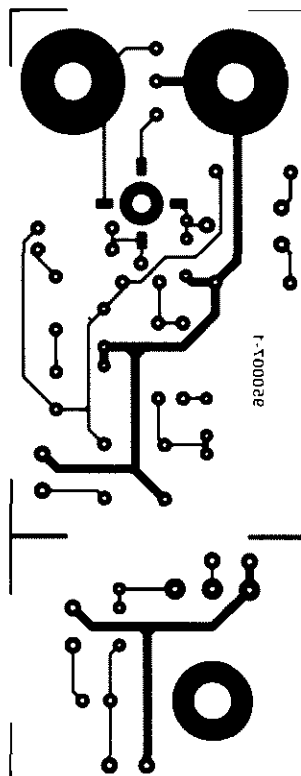
Compact Disc Standards, an Introductory Overview, By Jan Korst and Verus Pronk, Philips Research Laboratory, Eindhoven, Holandia.



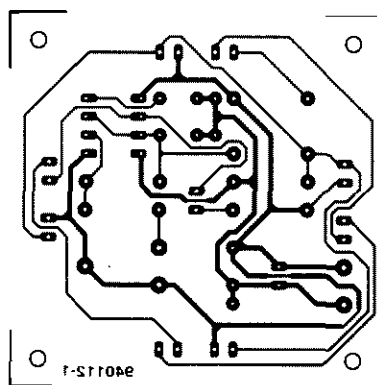
X88C64 - EEPROM, który sam się programuje



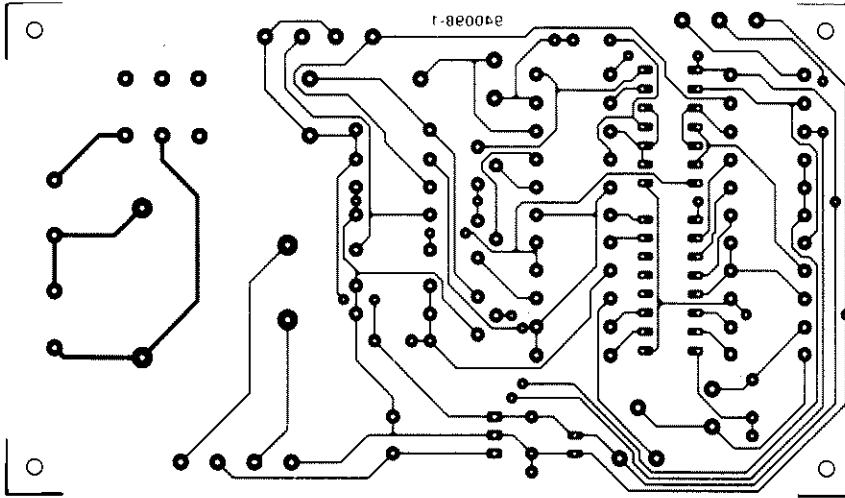
Regulator szybkości silników indukcyjnych



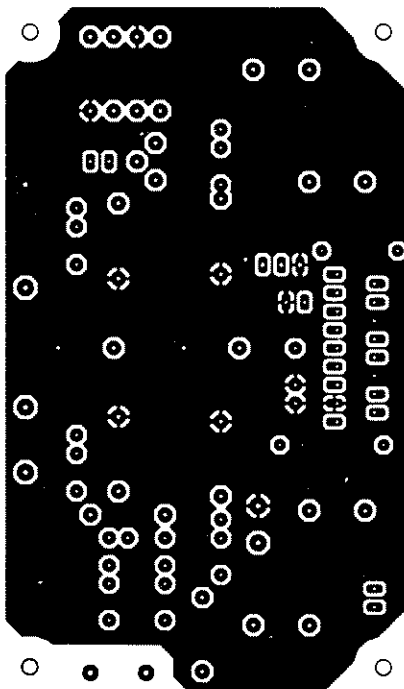
*Aktywna szerokopasmowa
antena ramowa*



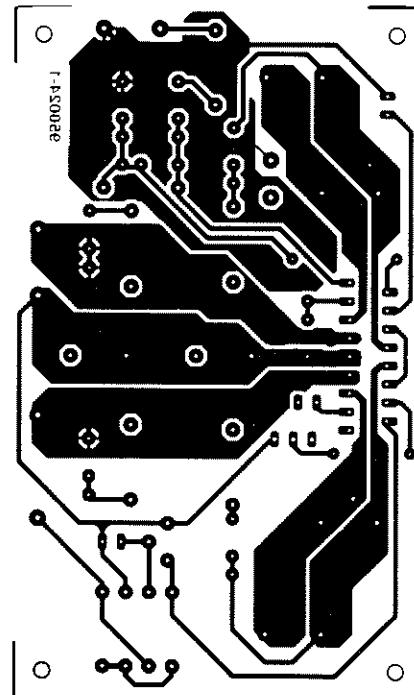
Elektroniczny świetlik



Automatyczny timer do oświetlenia



*Samochodowy wzmacniacz audio -
strona elementów*



*Samochodowy wzmacniacz audio -
strona lutowania*

PARAMETRY SZEROKOPASMOWYCH WZMACNIACZY MMIC

Monolityczne mikrofalowe układy scalone (microwave monolithic integrated circuits - MMIC) umocniły swoją pozycję na rynku szerokopasmowych wzmacniaczy wielkiej częstotliwości. Zapewniają one doskonałe dopasowanie, duże wzmocnienie i bajeczne wprost pasmo przy niskiej cenie.

W niniejszym artykule przedstawiono omówienie MMIC i ich charakterystyk.
G. Kleine

MMIC są wzmacniaczami, których częstotliwość pracy sięga bardzo wielkich częstotliwości. Niektóre ich wersje w obudowach ceramicznych działają do częstotliwości 30GHz i wyższych, zaś wersje tańsze, w obudowach plastikowych, mogą być stosowane do około 2GHz. Od wprowadzenia MMIC przed około 7 laty [1], w technologii tej wyprodukowano także jednokładowe mieszacze i generatory na super-wielkie częstotliwości (SHF). Obecnie w formie MMIC są dostępne również przełączniki elektroniczne i tłumiki, przeważnie wykonywane z arsenku galu (GaAs).

Podstawowe układy MMIC

Do uruchomienia MMIC wystarczy absolutne minimum elementów zewnętrznych. Na **rysunku 1** przedstawiono trzy sposoby zasilania tych układów, nazywanych przez ich producentów blokami wzmacniającymi. Konfiguracja na rys. 1a jest przewidziana do układów z dodatnim źródłem zasilania, U_B . W celu ustalenia punktu pracy układu - I_D i U_d - trzeba jedynie obliczyć oporność rezystora R:

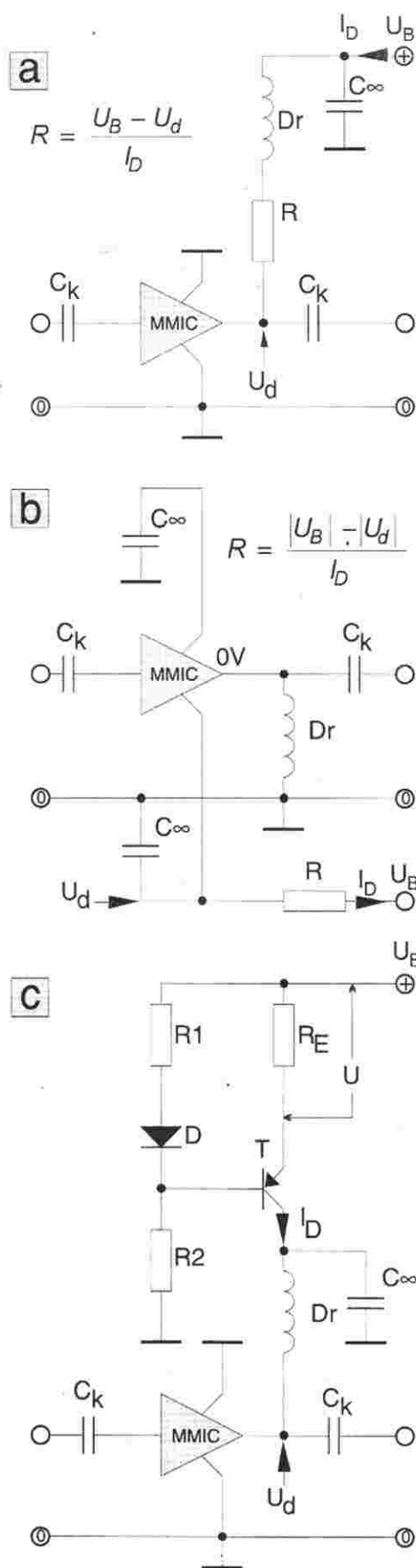
$$R = \frac{U_B - U_d}{I_D}$$

Ze względu na niestabilność termiczną i tolerancję poszczególnych egzemplarzy MMIC, napięcie U_B powinno być co najmniej o 2V wyższe od napięcia pracy U_d . Jeśli nie można spełnić tego warunku, trzeba zastosować układ z rys. 1c. Indukcyjność dławika nie jest krytyczna. Jego zadaniem jest

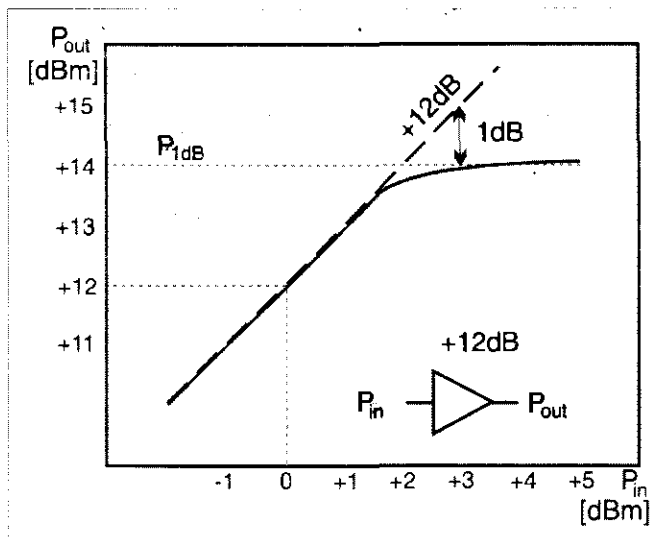
blokowanie sygnałów w.c.z. w zasilaniu. Z dławika można zrezygnować, jeżeli oporność rezystora R jest duża w porównaniu z impedancją wyjściową MMIC (zwykle 50Ω). W praktyce nie używa się dławika, gdy $R > 500\Omega$.

Typowy układ wzmacniacza zasilanego napięciem ujemnym jest pokazany na rys. 1b. Wyjście MMIC jest wtedy połączone z masą poprzez dławik, natomiast końcówki masy, zablokowane dwoma kondensatorami przed sygnałami w.c.z., są pod napięciem $-U_d$. W niektórych wypadkach, dla uniknięcia rezonansów trzeba użyć kilku połączonych równolegle kondensatorów o różnych pojemnościach. Pomiędzy wyprowadzenie masy MMIC a $-U_d$ jest włączony rezystor szeregowy R, którego oporność oblicza się tak samo jak dla układu z rys. 1a. Indukcyjność dławika również nie jest krytyczna, ale nie można go pominąć.

Gdy napięcie zasilania waha się w granicach kilku woltów albo gdy różni się mniej niż o 2V od napięcia pracy MMIC, można zastosować aktywny układ zasilania, pokazany na rys. 1c. Tranzystor pnp, wraz z rezystorem R_E i dzielnikiem napięcia w obwodzie bazy, tworzy źródło prądowe. Prąd pracy MMIC, I_D , jest równy U/R_E . Napięcie U (rys. 1c) jest wyznaczone przez dzielnik i jest niższe o około 0,7V od napięcia bazy tranzystora. Krzemowa dioda D zapewnia kompensację termiczną złącza baza-emiter tranzystora. Gdy U jest rzędu kilku woltów, diodę można pominąć.



Rys. 1. Sposoby zasilania wzmacniaczy w.c.z. MMIC.



Rys. 2. Graficzna definicja punktu kompresji o 1dB.

Także w tym układzie indukcyjność dławika nie jest krytyczna.

Dopasowanie

Dopasowanie wejścia i wyjścia MMIC jest zwykle określane poprzez podanie współczynnika fali stojącej (WFS) względnie współczynnika tłumienia odbić (WTO, w decybelach). WFS powinien możliwie mało różnić się od jedności (np. 1,5), zaś WTO być jak najwyższy (np. 15dB). Wielkości te wyrażają moc odbitą na skutek niedopasowania wejścia lub wyjścia MMIC. W telewizyjnych sieciach kablowych tłumienie odbić powinno wynosić co najmniej 20dB, co odpowiada WFS równemu 1,2.

MMIC są łatwe w użyciu jako bloki wzmacniające, trzeba jednak poświęcić sporo uwagi geometrii ich linii wejściowych i wyjściowych, aby zapewnić ich prawidłowe dopasowanie. Gdy połączenia wejściowe i wyjściowe nie są bardzo krótkie, należy zastosować opisaną w [2] technikę 50Ω linii paskowych. Dopasowanie zależy również od sposobu połączenia końcówek uzemiających MMIC z masą. Powinny być one lutowane płasko do folii uziemiającej dwustronnej płytki drukowanej.

Punkt kompresji o 1dB

Wszystkie wzmacniacze dają sięysterować do pewnego tylko poziomu napięcia wyjściowego. Maksymalny dający się osiągnąć poziom sygnału wyjściowego jest oczywiście wyznaczony przez napięcie zasilania. Zanim jednak ten poziom zostanie osiągnięty, przy sporo

jeszcze niższym od maksymalnego napięciu wyjściowym pojawiają się zniekształcenia, które powodują, że wzmacniacz staje się bezużyteczny.

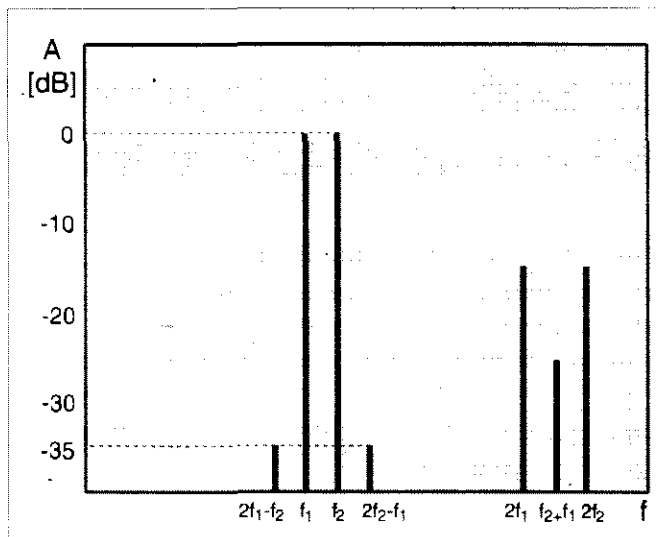
W każdym wzmacniaczu, począwszy od pewnego poziomuysterowania pojawia się nasycenie i napięcie wyjściowe przestaje być proporcjonalne do wejściowego. W rezultacie, wzmacnienie wzmacniacza dla dużych amplitud jest mniejsze niż dla małych. Gdy napięcie wejściowe zwiększy się powyżej poziomu nasycenia, napięcie wyjściowe już nie wzrośnie, wzrośnie tylko zawartość zniekształcających sygnał harmonicznych.

Punkt kompresji o 1dB (P_{1dB}) oznacza taki poziom wyjściowy, przy którym teoretycznie stałe wzmacnienie obniża się o 1dB. Na rysunku 2 przedstawiono przykładową charakterystykę wzmacnienia; wielkość P_{1dB} w tym przykładzie wynosi około 13,7dBm.

Zniekształcenia intermodulacyjne i punkt przecięcia 3-go rzędu

Zniekształcenia występują w każdym wzmacniaczu, zwłaszcza przesterowanym. Pierwszym objawem powstawania zniekształceń jest pojawienie się harmonicznych.

Na rysunku 3 uwidoczniono, że we wzmacniaczu pobudzonym częstotliwościami f_1 i f_2 powstają ich drugie harmoniczne $2f_1$ i $2f_2$. Poziom harmonicznych jest niższy niż częstotliwości podstawowych. Poziom wyższych harmonicznych - $3f_1$, $4f_1$, itd. - szybko maleje wraz



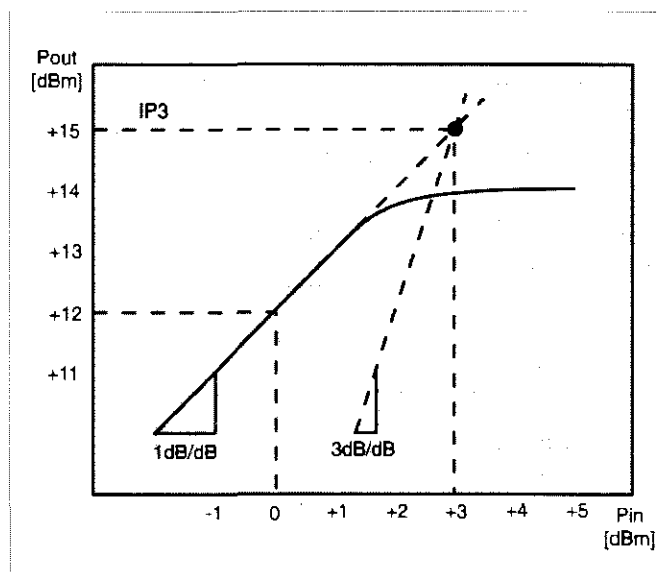
Rys. 3. Zniekształcenia intermodulacyjne wywołane przez nieliniowość wzmacniacza.

z ich rzędem i uwzględnianie ich nie jest konieczne. Stosunek poziomów harmonicznych pozwala ocenić stopień zniekształcania sygnału we wzmacniaczu MMIC. Obecność nieparzystych harmonicznych ($3f_1$, $5f_1$ itd.) oznacza, że sygnał sinusoidalny jest zniekształcany w sposób upodabniający go do prostokątnego i należy zmniejszyć sygnał wejściowy.

W dwutonowym sygnale wejściowym, takim jak na rys. 3, powstają także zniekształcenia intermodulacyjne, słabsze jeszcze od harmonicznych. Powstają one również przy stosunkowo wysokimysterowaniu wzmacniacza i są wywołane jego nieliniowością. Zniekształcenia intermodulacyjne klasyfikuje się według ich rzędu - numeru tworzonego z krotności biorących udział w intermodulacji częstot-

liwości podstawowych. Częstotliwości powstałe z $(n \cdot f_1 \pm m \cdot f_2)$, znajdujące się w widmie sygnału wyjściowego, oznaczają się jako zniekształcenia intermodulacyjne $(m + n)$ -tego rzędu. Na rys. 3, pomiędzy dwiema drugimi harmonicznymi, jest widoczny prążek intermodulacji drugiego rzędu, $f_1 + f_2$.

Harmoniczne i zniekształcenia intermodulacyjne drugiego rzędu rzadko stwarzają problemy w wąskopasmowych wzmacniaczach w.c.z., takich jak wzmacniacze pośredniej częstotliwości w odbiornikach radiowych i telewizyjnych. We wzmacniaczach szerokopasmowych te zakłócenia są znacznie bardziej szkodliwe. Złazszcza zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu muszą być utrzymywane na jak najniższym poziomie, ponieważ znajdują się



Rys. 4. Graficzna definicja punktu przecięcia trzeciego rzędu.

Tabela 1. Dane techniczne powszechnie używanych MMIC różnych producentów.

Typ	Zakres częstotl.	Wzmocnienie	P_{1dB}	IP_3	U_d	I_d	Wytwórca
		[dB]	[dBm]	[dBm]	[V]	[mA]	
MAR-1	DC...1GHz	16	+1,5	+14	5,0	17	MiniCircuitsLabs
MAR-7	DC...2GHz	12	+5,5	+19	4,0	22	MiniCircuitsLabs
MAR-3	DC...2GHz	12	+12,0	+23	5,0	35	MiniCircuitsLabs
MSA 0104	DC...0,8GHz	17	+1,5	+14	5,0	17	HP (Avantek)
MSA 0286	DC...2,5GHz	12	+4,5	+17	5,0	25	HP (Avantek)
MSA 0404	DC...2,5GHz	8	+11,5	+24	5,3	50	HP (Avantek)
MSA 0886	DC...3GHz	25	+12,5	+27	7,8	36	HP (Avantek)
MSA 0986	0,1...3GHz	7	+10,5	+26	7,8	35	HP (Avantek)
MSA 1105	0,05...1,3GHz	12	+17,5	+30	5,5	60	HP (Avantek)
AM-184	10...2000MHz	20	+12,0	+22	15,0	60	M/A COM
AM-185	10...2000MHz	19	+15,0	+28	15,0	90	M/A COM
NE 5200	DC...1,2GHz	7	-1,7	+5	5,0	10	Philips
NE 5205	DC...600MHz	20	+4,0	+17	6,0	24	Philips
CA 2820	1...520MHz	30	+26,5	+37	24,0	330	Motorola
CA 5800	10...1000MHz	15	+30,0	+40	28,0	400	Motorola

w tym samym pasmie co częstotliwości podstawowe. Zniekształceniami intermodulacyjnymi trzeciego rzędu są składowe $2f_1 - f_2$ i $2f_2 - f_1$, znajdujące się bardzo blisko składowych podstawowych f_1 i f_2 (rys. 3).

Takie sygnały złożone, jak modulowany amplitudowo sygnał telewizyjny z podnośną dźwięku, składają się z wielkiej liczby składowych. Ze względu na modulację amplitudy różnica pomiędzy poziomem składowych podstawowych a zniekształceniami intermodulacyjnymi powinna być bardzo duża. Różnicę tę wyraża się za pomocą pojęcia "odstępu modulacji wzajemnej". Na rys. 3 wynosi on 35dB. We wszystkich wzmacniaczach telewizyjnych sieci kablowych odstęp modulacji wzajemnej powinien wynosić co najmniej 70dB. Omawiane efekty zależą od wysterowania wzmacniacza. Do jego zaprojektowania trzeba móc wybrać układ gwarantujący wymagany odstęp modulacji wzajemnej trzeciego rzędu przy założonym poziomie sygnału wyjściowego.

Aby znaleźć parametr, obiektywnie opisujący własności wzmacniacza w.c.z. związane z intermodulacją, trzeba powiązać różne poziomy występowania wraz z odpowiadającymi im wartościami odstępu modulacji wzajemnej w jednej specyficznej wielkości. Przydaje się do tego następująca praktyczna reguła, odnosząca się do zakresu poniżej punktu kompresji o 1dB: gdy sygnał rośnie o 1dB, to poziom zniekształceń intermodulacyjnych rośnie o 3dB.

Jeżeli poziomy sygnału wyjściowego i zniekształceń intermodulacyjnych umieści się na wspólnym wykresie, jak to uczyniono na **rysunku 4** (w szerokim za-

kresie sygnałów), to otrzymuje się dwie proste o różnym nachyleniu. Po lewej znajduje się krzywa wzmocnienia, pokazana już na rys. 2, która w punkcie kompresji o 1dB zaczyna się zakrzywiać w kierunku poziomym. Prosta z prawej przedstawia zniekształcenia intermodulacyjne. Wspomniany wyżej parametr jest określany przez punkt przecięcia się obu linii, zwany punktem przecięcia trzeciego rzędu albo IP_3 . Na przykładzie z rys. 4 IP_3 wynosi 15,5dBm.

W ten sam sposób można zdefiniować również punkt przecięcia drugiego rzędu, jest on jednak rzadko używany, ponieważ zniekształcenia drugiego rzędu plasują się z dala od częstotliwości podstawowych.

Jeżeli punkt przecięcia jest odnoszony do wejścia, wartość dla wyjścia można łatwo otrzymać dodając nominalne wzmocnienie układu w dB. Na przykład na rys. 4 punkt przecięcia trzeciego rzędu na wejściu wynosi 3dB, a wzmocnienie 12dB. Można więc przyjąć, że punkt przecięcia trzeciego rzędu na wyjściu wynosi 15dB.

Ocena za pomocą IP_3 parametrów wzmacniacza w odniesieniu do konkretnego zastosowania ułatwia obliczenie jego punktu pracy. Za podstawę tej metody przyjmuje się (teoretyczny) fakt, że zniekształcenia trzeciego rzędu osiągają ten sam poziom co sygnał, gdy napięcie wyjściowe osiąga poziom IP_3 . Na przykład, gdy sygnał jest niższy o 10dB od poziomu IP_3 , zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu są na poziomie o 30dB niższym, zatem odstęp modulacji wzajemnej wynosi 20dB. Podobnie, utrzymując sygnał na poziomie niższym o 20dB od IP_3 otrzymuje

się odstęp modulacji wzajemnej 40dB. Metoda ta pozwala z przyzwoitą dokładnością wyznaczać zarówno wymagany IP_3 dla określonego napięcia wyjściowego, jak i oczekiwany odstęp modulacji wzajemnej przy określonym IP_3 .

Zastosowania praktyczne: współczesne MMIC

W tabeli 1 przedstawiono dane techniczne najpopularniejszych obecnie MMIC, celem ułatwienia zrozumienia i wykorzystania ich katalogowych parametrów. Wprowadzone po raz pierwszy na rynek przez Avantek, MMIC są obecnie oferowane przez wielu producentów. Układy MSA firmy Avantek (obecnie Hewlett Packard) znalazły powszechne uznanie wśród projektantów układów w.c.z. i radioamatorów. Nic więc dziwnego, że pojawił się szereg wyrobów, w których zastosowano te układy.

Z tabeli widać, że małe zniekształcenia są osiągalne tylko

za cenę stosunkowo dużego poboru prądu. I na odwrót, wszystkie MMIC o małym prądzie charakteryzują się stosunkowo małym IP_3 .

W tabeli umieszczono także podstawowe dane dwóch hybrydowych modułów wzmacniaczy firmy Motorola, używanych w głównych wzmacniaczach telewizji kablowej o pasmie mieszczącym 30...40 telewizyjnych kanałów AM. Dane te podano dla porównania z danymi MMIC. Widać, że te układy hybrydowe osiągają wystarczającą liniowość dla dużych poziomów wyjściowych tylko przy dużym napięciu zasilania i dużych prądach.

Bibliografia

1. MMICs revolutionize wide-band RF amplifier design. Elektor Electronics, January 1988.
2. Wzmacniacze szerokopasmowe do 1GHz na układach MAR-x. Elektor Elektronik, lipiec 1994.



MERA Sp. z o.o.

02-363 Warszawa, Al. Jerozolimskie 202

tel. 23 82 41 lub 23 76 50

telex 81 47 14, fax 23 87 40

oferuje jako wyłączny dystrybutor

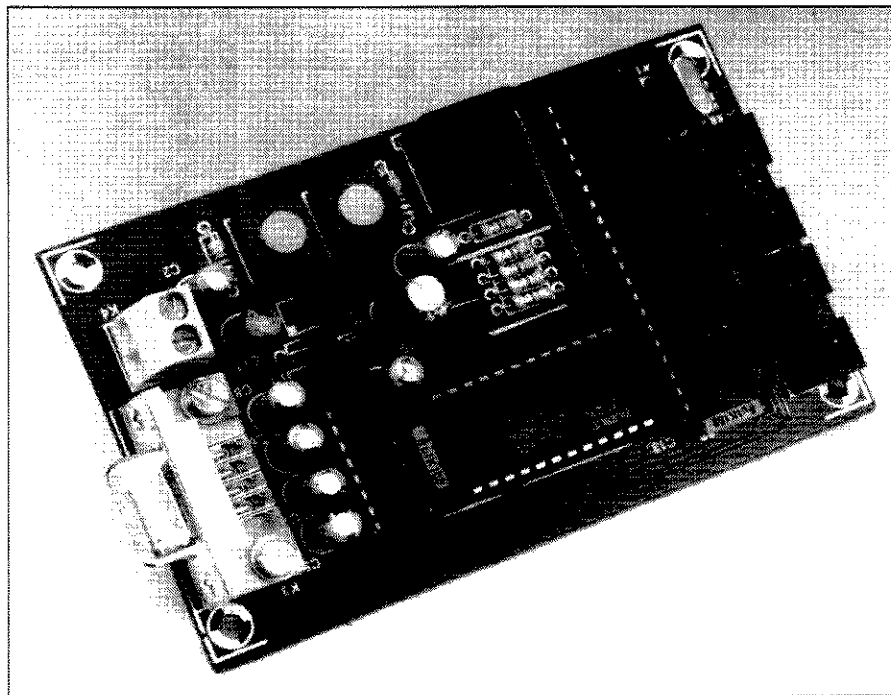
OBUDOWY firm:

dla potrzeb:

- AUTOMATYKI
- APARATURY POMIAROWEJ
- ELEKTROTECHNIKI I ENERGETYKI
- PRZEMYSŁU MASZYNOWEGO i innych przemysłów, w tym w wykonaniu Ex



X88C64 - EEPROM, KTÓRY SAM SIĘ PROGRAMUJE



Układ scalony X88C64 SLIC™ (self-loading integrated code, samoladujący własny kod) firmy Xicor to EEPROM 8Kx8 zawierający dekodery adresów i multipleksowaną magistralę danych i adresów. Pamięć składa się z dwóch obszarów o rozmiarach 4Kx8. Inną, szczególną cechą SLIC jest to, że zawiera nieulotny kod ładujący, znacznie ułatwiający opracowywanie programów dla popularnych mikroprocesorów 80xx i 68xx.

Xicor Inc.

Wydaje się, że złożone i drogie narzędzia wspomagające nigdy nie przyczyniły się do wzrostu popularności jakiegokolwiek mikrosterownika. W praktyce, im łatwiejsze w użyciu programy wspomagające i narzędzia uruchomieniowe, tym szersza aproba dla danego układu.

Można twierdzić, że emulator EPROM-ów jest najtańszym narzędziem uruchomieniowym, dającym się używać niemal powszechnie. Emulator łączy się jedną stroną z podstawką EPROMu, zawierającego program systemowy, drugą zaś stroną łączy się z komputerem, którego używa się do (skrośnego) aseblowania, uruchamiania i ładowania kodu maszynowe-

go do emulatora, używając na przykład formatów plików Jedec, IntelHex czy Motorola.

Wprowadzie emulator EPROMów jest opłacalnym i całkiem łatwym w użyciu narzędziem do posługiwania się programami wspomagającymi, to jednak okazuje się, że istnieją rozwiązania łatwiejsze. Tę drogę wskazuje Xicor wypuszczając swój SLIC EEPROM.

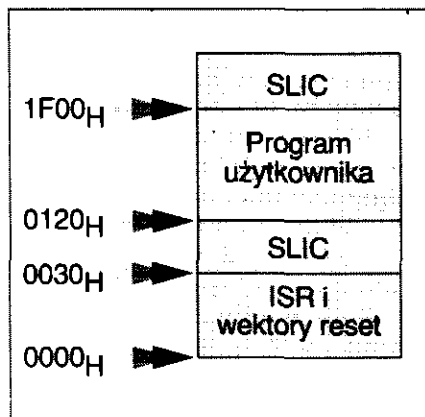
W zasadzie system mikroprocesorowy, w którym używa się procedur SLIC, może być programowany przez zwyczajny sprzęt szeregowy. SLIC zawiera niewielką bibliotekę procedur, które w zasadzie startują automatycznie po wyzerowaniu (reset) układu. Je-

żeli chodzi o kod maszynowy, to jest wymagane jedynie przesłanie przed danymi 3-bajtowego bloku kodu ("header", nagłówek). Wraz z EEPROMem jest udostępniany program na komputery MS-DOS, przystosowujący pliki IntelHex do protokołu SLIC.

Oba 4kB obszary pamięci w X88C64 zawierają procedury SLIC. W wersji Beta 2.1, w górnej części banku pamięci (1F00_H - 1FFF_H) mieści się 256 instrukcji, zaś w dolnym obszarze adresów banku, tuż powyżej wektorów reset (0030_H - 011F_H), 240 bajtów. Podział adresów jest pokazany na rysunku 1. Kod aplikacyjny użytkownika powinien unikać tych obszarów dla segmentu swoich kodów, w przeciwnym bowiem wypadku zamazałby (overwrite) SLIC. Wszystkie programy użytkownika mogą zajmować segment pamięci zawarty pomiędzy 0120_H a 1F00_H.

Procedury programujące SLIC stanowią część oprogramowania i można je znaleźć w obu obszarach pamięci. W trakcie programowania obszar EEPROMu, który aktualnie nie jest w użyciu, jest niedostępny przez około 5ms, wskutek czego w tym czasie musi być używany program z pozostałego obszaru. Układ X88C64 jest dostarczany z wektorem reset znajdującym się pod adresem 0000_H i wskazującym na 0030_H, po wyzerowaniu (reset) procesor dokonuje więc skoku do początku segmentu SLIC. W celu uruchomienia własnego programu użytkownika wraz z momentem włączenia zasilania, wektor reset musi zostać zastąpiony nową instrukcją.

Program użytkownika musi zawierać skok do procedur SLIC, aby móc ich użyć ponownie po zmianie wektora reset. Alternatywą może być dodanie do programu użytkownika jakiegoś kodu, umożliwiającego start procedur SLIC za pośrednictwem, na przykład, INT0 lub INT1. Jeżeli zapomni się włączyć taką procedurę do programu, SLIC zginie na zawsze (no, prawie...) po zaprogramowaniu, trzeba więc być ostrożnym! Nigdy nie należy ładować "jakiegoś" programu celem zaznajomienia-



Rys. 1. Podział pamięci EEPROMu.

nia się z X88C64. Z nowym układem należy oswajać się krok po kroku, upewniając się za każdym razem, że procedury SLIC nie zostaną zapisane nowym kodem.

Ponownego wprowadzenia segmentów SLIC do banków X88C64 może dokonać doświadczony programista, umiejący wprowadzać specjalne kody i posługiwać się multipleksowaną magistralą danych i adresów. Kopie procedur SLIC są dostarczane na dyskietce wraz z EEPROMem.

Wymagania

Dane przesyłane do oprogramowania SLIC muszą spełniać szereg wymagań. Rozpocząć należy od konieczności przesłania 3-bajtowego nagłówka. Nagłówek musi zawierać:

- identyfikator rodzaju polecenia,
- całkowitą liczbą bajtów w bloku danych,
- początkowy adres pamięci (zaczynając od najmłodszego bajtu).

Dalsze dane muszą mieścić się w tym samym bloku (stronicy) 32 bajtów. Bajty danych zostają odczytane przez program i wprowadzone do wewnętrznej RAM. Następnie wszelkie przerwania, łącznie z przerwaniem UARTu (universal asynchronous receiver-transmitter, uniwersalny asynchroniczny odbiornik-nadajnik), zostają zablokowane. Wtedy dane zostają skopiowane do EEPROMu. Zaprogramowanie całego bloku zabiera dokładnie tyle czasu, co zaprogramowanie jednego bajtu. W czasie programowania wszystkie przesłane do UARTu dane zostają stracone. Nowe dane nie mogą natomiast zostać przesłane, dopóki program SLIC nie zakomunikuje o zakończeniu programowania. Jest to sygnalizowane zwróceniem kodu "D" (done, wykonane).

Protokół jest dość skomplikowany, po-

nieważ EEPROM nie może zostać odczytany, jeżeli dane są wpisywane do tego samego bloku. Jeżeli dane są wpisywane do dolnego bloku (0000_H), procesor musi pobierać instrukcje z innego bloku (górnej części pamięci). Ponieważ wektory, tak jak instrukcje, są przechowywane w EEPROM, to nie można ich odczytać (zwłaszcza wektorów UARTu) w trakcie programowania. Tłumaczy to, dlaczego połączenie szeregowo jest "czasowo uszkodzone" w trakcie programowania.

Po zmianie wektora przerwań program SLIC pozostaje nietknięty. Pierwszą operacją, jaką wykonuje po uruchomieniu, jest przeprogramowanie wektora przerwań UARTu. To przeprogramowanie jest wykonywane po każdym reset, włączeniu zasilania czy odwołaniu do programu SLIC.

Jest jednak jedno ograniczenie: według Xicor maksymalna liczba operacji kasowania/zapisu w pamięci EEPROM wynosi 10 000.

Kompletny system

Wpisany przez Xicor program SLIC ma rozmiary około 500 bajtów i składa się z dwóch części. Część znajdująca się w dolnej połowie EEPROMu może

programować górną część i na odwrót. Programy te znajdują się w EEPROMach z napisem SLIC. Xicor dostarcza również czystych EPROMów.

Programowanie można rozpocząć zaraz po włączeniu EEPROMu do systemu. Komputer czy terminal należy ustawić na szybkość transmisji 9600 bodów, 8 bitów informacyjnych, bez bitu parzystości i 1 bit stopu. Polecenia wydaje się przesyłając do SLIC znak ASCII. Znaki te mogą być zakończone znakiem CR (RETURN), chociaż nie jest to niezbędne. SLIC odpowiada jak poniżej. Zazwyczaj nie generuje CR, a nigdy LF (linia). Procedura SLIC zostaje uruchomiona po wyzerowaniu sprzętowym. Najpierw do komputera jest zwracane "D". Jeżeli nie pokaże się ten znak, to znaczy, że w systemie jest coś nie w porządku.

Po wyzerowaniu (sprzętowym lub programowym) zawsze musi zostać wysłane następujące polecenie:

Polecenie: X

Odpowiedź: X88C64:β2.1 (CR)

Komentarz: SLIC odpowiada na to polecenie zwracając po dwukropku swój numer wersji (tu: Beta 2.1). Następnie można wysłać jedno z następujących poleceń:

```
:03000000020030CB
:100030007581601200F07D23E4FEF52178407602A0
:1000400008761F0876BC7803D219121F00E4F52148
:10005000F522D2AF74441211EC1200CEC21BC2199B
:10006000C218D2AC121F53121F6C3018F1C2AC125E
:100070001FF4D2AC101B0474444017D7446121FECB3
:10008000015E30190312008B8E838D8274402521DE
:10009000F9052153211F301904E7F001A0121F397F
:1000A000D80201B0E582A3658230E5F01582000048
:1000B000301907E0F8E06820E6F92290155574AA97
:1000C000F0901AAA7455F090155574A0F022900083
:1000D000E2121F53B458FAE4936006A3121FEC0116
:1000E000D7225838384336343AB120322E310D00C9
:1000F00075A810759850D21A758920758DFA4387A6
:100100008075884022863293932205869636F72CC
:050110002C496E632E76
:101F0000301903121F408E838D8274402521F930D1
:101F10001904E7F0E119121F39052153211FD802D6
:101F2000E12EE582A3658230E5F0158200003019DC
:101F300007E0F8E06820E6F922E0676002D21B22A1
:101F400090055574AAAF0900AAA7455F0900555743E
:101F5000A0F022E521B52202E1532440F8E676AA5A
:101F6000C0A8C2AC052153211FD0A822B44D20D255
:101F700019121F53F524121F53FD121F53FEC3E500
:101F800022952150022420B5240040F2D21822B418
:101F90004B12121F53F8121F40121FAFE89000009F
:101FA000F0021F31B45203020030B456E1E17190E7
:101FB000055574AAAF0900AAA74C0F022C0D0C0E0FF
:101FC00075D00810980C309904D21AC299D0E0D07C
:101FD000032E5222440F8E5220451F6B101A02E165
:101FE000C6E599F6052253221F021FC6101A02E108
:101FF000ECF59922A824EE30E403020082021F00CF
:00000001FF
```

Rys. 2. Przykładowy plik IntelHex. W tym przypadku jest to kod zawarty w SLIC.

X88C64 - EEPROM, który sam się programuje

Polecenie: Mxxxdane

Odpowiedź: D

Komentarz: zaprogramuj (Modify) zawartość EEPROMu. Po dużej literze M musi nastąpić bajt (reprezentowany przez pierwsze "x") oznaczający liczbę bajtów do zaprogramowania. Drugie "x" przedstawia najmłodszy bajt programowanego adresu. Trzeci "x" przedstawia najstarszy bajt adresu. Dalej następują dane. Każda liczba pomiędzy 0 i 255 jest przesyłana jako bajt. Nie ma detekcji ani korekcji błędów.

W trakcie programowania trzeba przestrzegać następujących zasad. Liczba bajtów powinna zawierać się pomiędzy 1 i 32. Jeżeli programuje się jeden bajt, można podać każdy adres, jeżeli zaś programuje się więcej bajtów, procedura SLIC najpierw je odbierze i zatrzzyma w buforze. Po odebraniu wszystkich bajtów, EEPROM jest programowany w trybie "stronicowym". W tym czasowo oszczędnym trybie do EEPROMu zostaje przesłanych do 32 bajtów i zaprogramowanych w trakcie jednego procesu w ciągu 5ms. System ten działa prawidłowo, jeżeli bajtom danych są przypisane adresy mieszczące się na jednej stronicy. Jest tak, dopóki linie adresowe A5 do A12 pozostają na tym samym poziomie. Trzeba więc w trakcie programowania więcej niż jednego bajtu pamiętać, że mogą się zmieniać tylko linie adresowe A0 do A4.

Na zakończenie cyklu programowania program SLIC zwraca kod "D" (wykonane). Nie należy zapominać, że ten kod jedynie sygnalizuje zakończenie operacji programowania. Nie znaczy to wcale, że dane zostały zaprogramowane poprawnie.

Polecenie: Vxxxdane

Odpowiedź: D albo F

Komentarz: polecenie to porównuje zawartość EEPROMu z szeregiem bajtów danych. Jest bardzo podobne do polecenia "program". Bajty tak samo zostają umieszczone w buforze i muszą mieścić się na tej samej stronicy. SLIC odpowiada "D" (wykonane) albo "F" (fault, błąd).

Polecenie: R

Odpowiedź: D

Komentarz: polecenie zerowania (reset). Układ X88C64 uruchamia swoją procedurę włączenia (power-up), a po jej skończeniu zwraca do komputera kod "D". Teraz czeka wyłącznie na polecenie "X". Nie udzieli odpowie-

dzi na następne polecenie zerowania, programowania, ani sprawdzenia.

Polecenie: Kdane

Odpowiedź: brak

Komentarz: polecenie to służy do modyfikacji zawartości rejestru BPR. "Dane" oznacza bajt wpisywany do rejestru BPR. Określa on bloki które są dostępne dla programowania. Każdy bit wyznacza status "programowanie dozwolone/niedozwolone" bloku 1 - K (0 oznacza programowanie dozwolone a bit 0 blok o najniższym adresie).

Xicor wraz z SLIC-EEPROMami dostarcza program dla PC, ułatwiający posługiwanie się opisanymi powyżej protokołami komunikacyjnymi. Obecna wersja (3.34) pozwala użytkownikowi wybrać użyty port COM komputera. Nowsze wersje oprogramowania sterującego można skopiować z BBSu Xicor'a w USA pod numerem (+1) 408-9430655.

Przy starcie program informuje wprost, czy komunikacja ze SLIC jest możliwa. Jeśli nie, należy przejść do menu SETUP i wybrać do komunikacji właści-

wy port. Program wymaga danych wejściowych w formacie IntelHex, który jest przeważnie w użyciu, ponieważ nadaje się do większości programatorów EPROMów. Jego struktura jest zupełnie prosta: wiersz zaczyna się dwukropkiem, po czym następuje szereg bajtów, adres, kod, bajty danych i na koniec suma kontrolna. Na **rysunku 2** jest pokazany fragment takiego pliku. W szeregu układów z rodziny mikrosterowników 8051 wektory znajdują się powyżej 0030_H, więc program sterujący może przenieść segment SLIC pod adres 0080_H. Dla czytelników, którzy chcieliby poeksperymentować, na **rysunku 3** przedstawiono listing interesującego programu w Basic'u.

Reguły gry

Poniżej zrekapitułowano reguły postępowania się procedurami SLIC:

- (1) wprowadzić plik IntelHex,
- (2) nie dopuścić, aby dane przekraczały granice stronic,
- (3) nie dopuścić do zamazania obszarów pamięci 0030_H do 011F_H i 1F00_H do 1FFF_H, ponieważ zawierają SLIC,
- (4) wektor UARTu (0023_H w 8031) po-

```
REM SIMPLE TEST FOR SLIC
CLOSE #1
CLS
OPEN "COM1:9600,N,8,1" FOR RANDOM AS #1
PRINT "PLEASE PUSH RESET BUTTON"
PRINT INPUT$(1, #1); " RECEIVED"
PRINT "SLIC IS ALIVE, NOW ASKING FOR ID"
PRINT #1, "X"
PRINT "WAITING FOR RESPONSE..."
IDS = ""
WHILE RESS <> CHR$(80D); REM UNTIL <CR>
RESS = INPUT$(1, #1)
IDS = IDS + RESS
PRINT ASC(RESS);
WEND
PRINT : PRINT "THE ID IS "; IDS

PRINT
PRINT "NOW WE DO SOME PROGRAMMING"
REM IF YOU CHANGE NEXT LINE REMEMBER LSB OF ADDRESS FIRST!!
PRINT #1, "M"; CHR$(3); CHR$(48); CHR$(45); CHR$(42);
CHR$(34); CHR$(56)
PRINT "WAITING FOR RESPONSE"
RESS = INPUT$(1, #1)
PRINT "RECEIVED IS ";
PRINT RESS; "("; ASC(RESS); ")"

PRINT
PRINT "VERIFICATION OF PROGRAMMED BYTES"
PRINT #1, "V"; CHR$(3); CHR$(48); CHR$(45); CHR$(42);
CHR$(42); CHR$(56)
PRINT "WAITING FOR RESPONSE"
RESS = INPUT$(1, #1)
IF RESS = "F" THEN PRINT "F RECEIVED, VERIFICATION FAILED"
IF RESS = "D" THEN PRINT "D RECEIVED, VERIFICATION O.K."
CLOSE #1
```

Rys. 3. Program w Basic'u umożliwiający komunikację komputera z programem SLIC w systemie z mikrosterownikiem 8031.

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1, R2: 100Ω

R3, R7: 3,3kΩ

R4...R6: 330Ω

Kondensatory

C1: 2,2μF/16V, stojący

C2, C5...C9, C11: 10μF/16V, stojący

C10: 100μF/25V, stojący

C3, C4: 27pF

C12, C13: 100nF

Indukcyjność

L1: 100μH

Półprzewodniki

D1: 1N4001

IC1: 80C31

IC2: X88C64 SLIC (Xicor)

IC3: MAX232

IC4: 7805

Różne

X1: kwarc 11,0592MHz

K1, K2: 10-stykowy boxheader

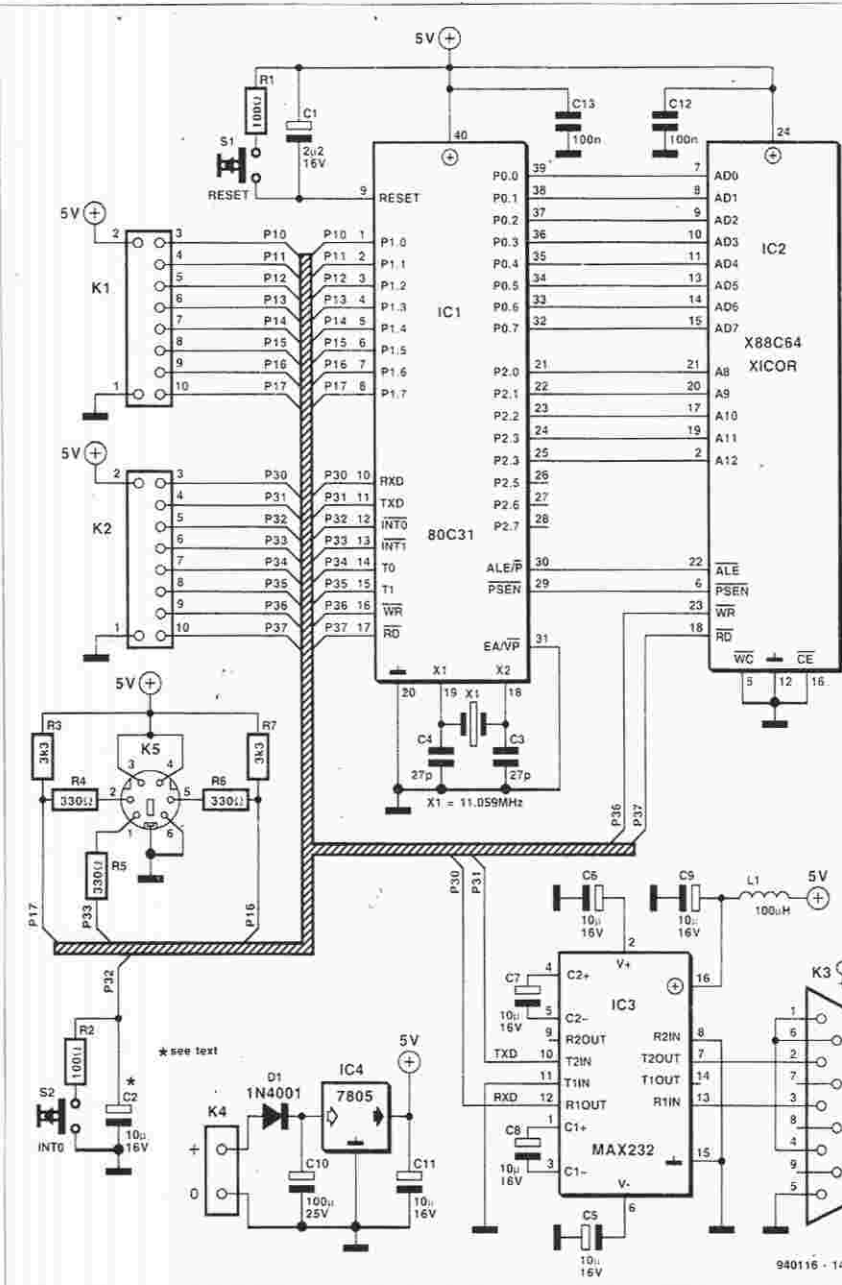
K3: 9-stykowe kątowe gniazdo sub-D do druku

K4: blok śrubowy do druku, rozstaw 5mm

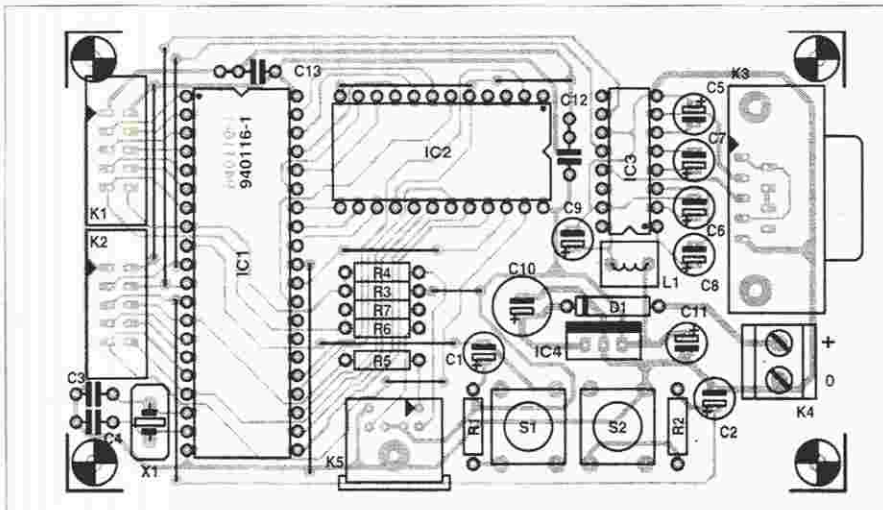
K6: 6-stykowe gniazdko mini-DIN do druku

S1, S2: przycisk MultiMEC 2CTL2

płytką drukowaną, nr kodu 940116

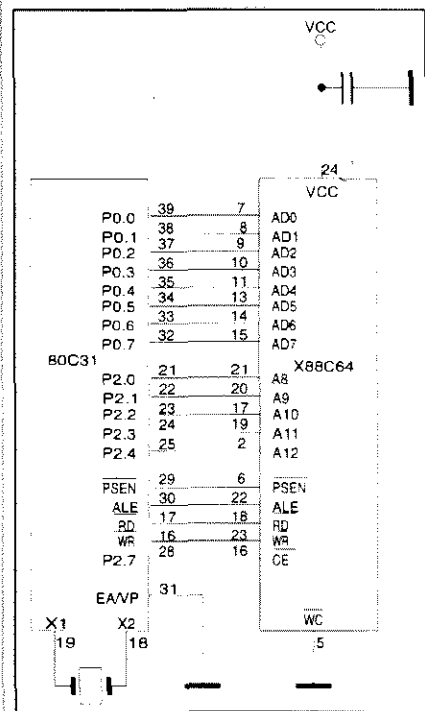
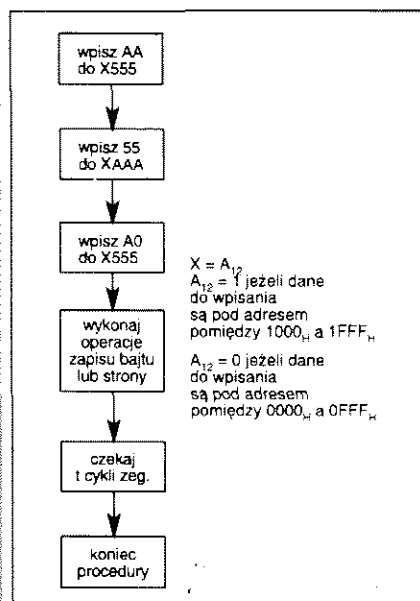


Rys. 4. Schemat małego systemu z mikrokontrolerem 80C31, zawierającego EEPROM SLIC typu X88C64 do wydajnego i szybkiego opracowywania programów.



Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej dla mikrokontrolera 80C31/SLIC.

SLIC EEPROM X88C64



EEPROM X88C64 firmy Xicor wyróżnia się szeregiem cech z pośród innych EEPROMÓW. Główną różnicę stanowi multipleksowana magistrala adresów i danych, która umożliwia połączenie go bezpośrednio, bez zatrzasku, z magistralą procesora serii 8031. Xicor dostarcza również układy X88C64, przeznaczone do współpracy z procesorami 68xx, na przykład 68HC11. EEPROM zawiera dwa obszary pamięci 4Kx8, które mogą być indywidualnie odczytywane i programowane. Istnieją dwa sposoby ochrony danych w pamięci:

SDP, ochrona za pomocą programu. Służy ona do zapobiegania przypadkowemu zapisaniu bajtów. Programowanie jest możliwe tylko po wpisaniu trzech uprzednio zdefiniowanych bajtów pod trzy uprzednio zdefiniowane adresy (sieć działań na rysunku A).

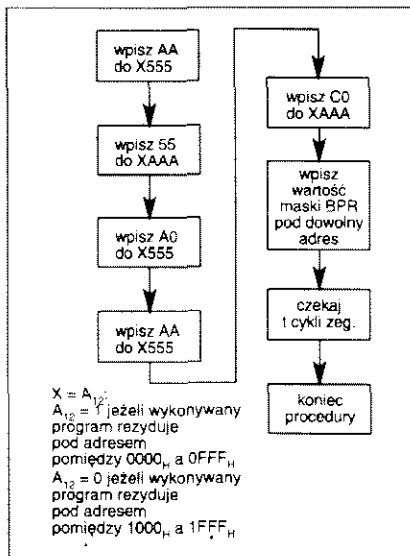
BPR, dodatkowa ochrona części EEPROM (segmentów po 1KB). Dokonuje się tego wpisując pięć uprzednio zdefiniowanych bajtów pod pięć uprzednio zdefiniowanych adresów (sieć działań na rysunku B). Wewnętrznie EEPROM składa się z dwóch niezależnych obszarów, które mogą być odczytywane i programowane wzajemnie niezależnie. Konfiguracja, pokazana na rysunku C, umożliwiła modyfikowanie programu mikrokontrolera bez konieczności wyjmowania EEPROMu z podstawki. Struktura sprzętu procesor-EEPROM jest taka, że wykorzystuje sygnały ALE, PSEN, WR i RD. Poza instrukcjami odczytu za pomocą PSEN, jest zatem również możliwe wpisywanie danych do EEPROMu (za pomocą WR). Odczytywanie danych jest dokonywane sygnałem RD.

EEPROM składa się z dwóch obszarów EEPROM 4Kx8, które dla wygody nazywa się górnym i dolnym. W czasie gdy procesor jest zajęty odczytywaniem danych z dolnego obszaru, górny obszar nie jest używany i może być programowany. Programowanie zajmuje czas maksimum 5ms, w trakcie którego procesor nie może pobrać instrukcji z danego obszaru. Jak już wspomniano, programowanie zawsze odbywa się w granicach jednej strony, czyli 32 bajtów. Gdy tylko bajt zostanie wpisany do takiej strony, informacja ta pozostaje zapisana w zatrzasku wewnątrz EEPROMu. Procesor może więc wpisać następny bajt na tę samą stronę. Bajty mogą dopływać w odstępach kilku mikrosekund. Jeżeli w ciągu 100µs do pamięci strony nie zostanie zapisana żadna nowa informacja, zaczyna się operacja programowania. W czasie tej operacji EEPROM jest nie dostępny przez okres do 5ms. W praktyce programowanie zajmuje mniej niż 5ms. Jest zatem wprowadzony protokół, który sprawdza, czy programowanie zostało zakończone. Poziom linii danych 6 jest przerzucany w czasie programowania. Programowanie jest zakończone, gdy ten sam poziom pojawia się na tej linii kolejno dwukrotnie.

Płytki demonstracyjna SLIC

Rysunek 4 pokazuje schemat układu z procesorem 80C31 i EEPROMem SLIC XZ88C64. Zawiera on również sterownik-sprzęg RS232, typu MAX232N, do komunikacji z komputerem, oraz gniazdo i sprzęg I²C. Trzeba jednak zwrócić uwagę na brak oprogramowania I²C w 80C31. Można je za to skopiować z BBSu Philipsa w Eindhoven w Holandii, pod numerem (+31) 40 721102.

Częstotliwości kwarcu 11,0592MHz nie można zmienić, na przykład, na 12MHz, wyznacza ona bowiem szybkość transmisji danych (9600 bodów). Oprócz przycisku resetowania S1, na płytce znajduje się jeszcze przycisk S2, generujący przerwanie INT0. Gdy pojemność kondensatora C2 zostanie zmieniona na znacznie wyższą od C1, po włączeniu zasilania układ będzie automatycznie generował przerwanie INT0. Przerwanie to wywoła skok systemu przez program użytkownika do programu SLIC.



Linie wejść/wyjść portów 1 i 3 są dostępne poprzez złącza K1 i K2. Mogą one zostać użyte do przyłączenia układów, którymi steruje 80C31. Mozaika ścieżek płytki drukowanej układu została pokazana na wkładce, rozmieszczenie elementów przedstawiono na **rysunku 5**.

Blizszymi informacjami dysponuje:
 Xicor Inc., 1511 Buckeye Drive, Milpitas CA 95035-7943, USA,
 tel (+1) 408/432-8888,
 fax (+1) 408/432-0640.

TRANSFORMATORY

K. Schönhoff

Powstanie transformatorów wiąże się ściśle z historią napięcia przemiennego. Duński fizyk Hans Christian Oersted odkrył w roku 1820, że prąd płynący przez przewód wytwarza pole magnetyczne. Dziesięć lat później amerykański fizyk Joseph Henry odkrył indukcję elektromagnetyczną - przetwarzanie magnetyzmu w elektryczność. Pod koniec 1831 Michael Faraday przeprowadził serię doświadczeń z urządzeniem, składającym się z żelaznego pierścienia i nawiniętych na nim dwóch uzwojeń z izolowanego drutu miedzianego (**rysunek 1**). Przyłączył on baterię do jednego z uzwojeń w nadziei, że w drugim zaindukuje się stałe napięcie. Ale ku jego zdumieniu, nawet po dwustu próbach galvanometr przyłączony do uzwojenia B wychylał się tylko w momencie przyłączania i odłączania baterii do uzwojenia A.

Wkrótce po tym francuski konstruktor instrumentów Pixii zbudował w 1832 roku ręczny generator napięcia przemiennego (alternator), który umożliwił dalsze badania nad indukcją elektromagnetyczną i w efekcie wynalezienie transformatora.

Pierwsi badacze, którzy przykładali napięcie przemiennie do indukcyjności i mierzyli wywołane napięcia i prądy odkryli, że oporność cewki zmienia się, gdy wsuwa się do niej żelazny pręt. Oporność ta zwiększała się, gdy z pręta formowano obwód zamknięty. Rodzaj żelaza też wpływał na tę oporność, była ona największa w przypadku miękkiego żelaza (czyli o małej zawartości węgla, które nie było zdolne do zachowania magnetyzmu). Gdy na żelaznym rdzeniu zostało umieszczone odizolowane od pierwszego drugie uzwojenie, wówczas okazało się, że indukuje się w nim napięcie przemiennie, gdy napięcie przemiennie zostało przyłożone do pierwszego. Napięcie wtórne było wysokie, gdy wtórne uzwojenie miało wiele zwojów.

Rdzeń transformatora

Żelazny rdzeń dwójako usprawnia działanie transformatora. Po pierwsze, zwiększa oporność elektryczną uzwojenia wobec przyłożonego napięcia

przemiennego. Prąd w cewce powietrznej jest około czterokrotnie większy od prądu w cewce z rdzeniem żelaznym. Po drugie, żelazo zawiera mnóstwo małych przypadkowo ukierunkowanych magnesików, których pola znośzą się wzajemnie. Są one jednak ruchome i zewnętrzne pole porządkuje ich ułożenie w taki sposób, że pole magnetyczne zostaje wzmacnione. To wzmacnione pole wytwarza znacznie większą indukcyjność własną.

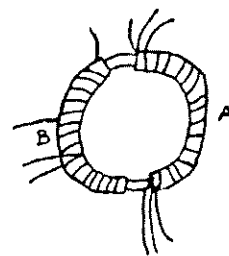
Prądy wirowe

Żelazny rdzeń transformatora jest przewodnikiem elektrycznym. Jego obwód tworzy zamkniętą pętlę i działa jak zwarty zwoj. Indukuje się w nim napięcie, a zatem płynie w nim prąd. Można sobie wyobrazić w rdzeniu bardzo wiele takich zamkniętych pętli, w których płyną małe prądy zwane prądami wirowymi. Prądy te wywołują straty mocy, ujawniające się w postaci nagrzewania się rdzenia w czasie pracy.

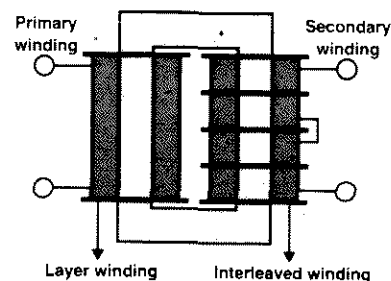
Straty te można zmniejszyć wykonując rdzeń nie z litego żelaza, tylko z cienkich blaszek stalowych, wzajemnie izolowanych elektrycznie. Przewodność elektryczną rdzenia można ponadto zmniejszyć przez dodanie do stali niewielkiej ilości krzemu.

Izolacja pomiędzy warstwami stali składa się zwykle z jednostronnej warstewki lakieru o grubości 6...10µm oraz obustronnych warstewek fosforanu o grubości 2...3µm i tlenku o grubości 2...3µm.

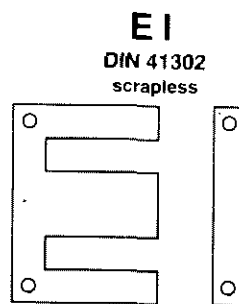
Współczynnik upakowania, czyli stosunek powierzchni aktywnego przekroju rdzenia do całkowitego, wynosi od 0,75 (grubość blachy 0,05mm) do 0,92 (grubość blachy 0,5mm).



Rys. 1.



Rys. 2.



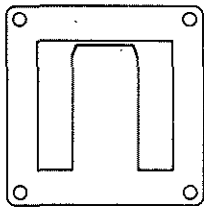
Rys. 3.

Tabela 1. Średnice kilku często spotykanych drutów nawojowych.

izolacja		średnica drutu [mm]			
		0,1	0,5	1	5
emalia	pojed.	0,011	0,028	0,040	0,060
	podw.	0,021	0,045	0,065	0,100
szt. jedwab	pojed.	0,05	0,06	0,07	—
	podw.	0,09	0,11	0,12	—
bawełna	pojed.	—	0,10	0,12	—
	podw.	—	0,16	0,22	0,40
papier	pojed.	—	0,12	0,12	0,20
	podw.	—	0,22	0,22	0,35

M

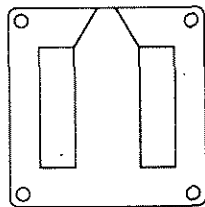
DIN 41302



Rys. 4.

MD

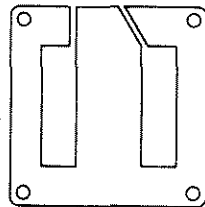
DIN 41302



Rys. 5.

PM

DIN 41302



Rys. 6.

Średnice kilku często spotykanych drutów nawojowych zestawiono w tabeli 1.

Nasylenie

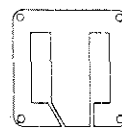
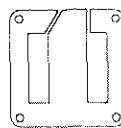
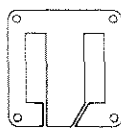
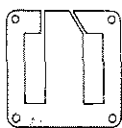
Wraz ze wzrostem prądu w uzwojeniu pierwotnym rośnie natężenie pola i magnetyzacja w rdzeniu. Jednakże począwszy od pewnego natężenia prądu magnetyzacja przestaje rosnąć: rdzeń jest nasycony, wzrasta jednak (słabe) pole wokół transformatora. To rozproszone pole może wywoływać zakłócenia w układach elektronicznych. Ponadto do wtórnego uzwojenia nie jest przekazywana cała energia, ponieważ nie wszystkie linie pola wytwarzanego przez uzwojenie pierwotne obejmują uzwojenie wtórne. Pole rozproszone bardziej daje się we znaki, gdy pierwotne i wtórne uzwojenia są odsunięte od siebie, jak na przykład na rdzeniu UI. Udział pola rozproszonego jest mniejszy, gdy uzwojenia znajdują się blisko siebie, na tym samym ramieniu rdzenia a jeszcze mniejszy, gdy uzwojenia nawinięte są

1

2

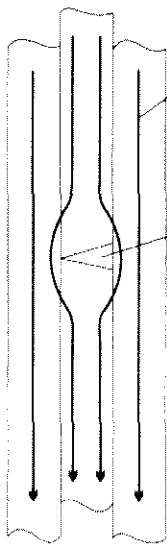
3

4 laminations



Rys. 7.

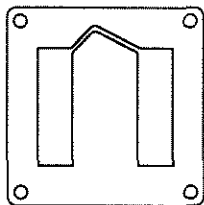
linie pola magnetycznego
szczelina rdzenia



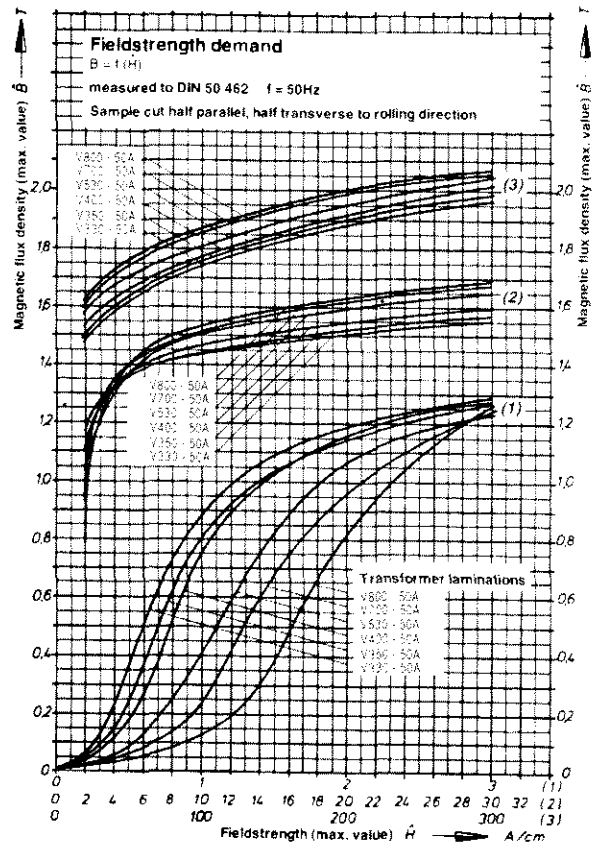
Rys. 8.

WAM

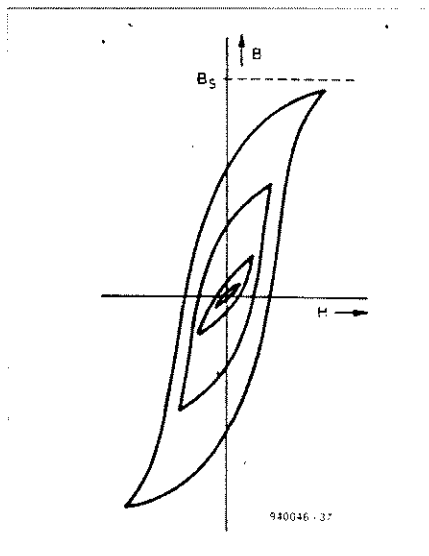
DIN 41302



Rys. 9.



Rys. 10.



Rys. 11.

jedno na drugim, jak w większości transformatorów.

Szczególnie ważne dla projektowania transformatorów są dwie właściwości rdzenia: stopień magnetyzacji rdzenia, przy którym jeszcze nie występuje nasycenie i przenikalność, czyli stopień wzmacniania pola zewnętrznego. Te parametry wyznaczają ilość zwojów potrzebną dla określonego napięcia. Im jest wyższa magnesowalność, tym mniej w obu uzwojeniach potrzeba zwojów. Ilość zwojów zależy także od powierzchni przekroju rdzenia i od współczynnika kształtu transformatora.

Uwarstwienie

Pierwsze transformatory były potrzebne w systemach energetycznych do dostarczania stosunkowo dużej energii. Używano do nich prostokątnego rdzenia i dobrze odseparowanych uzwojeń, zapewniających dobrą izolację elektryczną (rysunek 2). Uzwojenia takie są zawsze wykonane z drutu w izolacji bawełnianej. W razie uszkodzenia każde z uzwojeń może zostać wyjęte, naprawione, albo wymienione.

Gdy następnie rosło zapotrzebowanie na transformatory do zasilania małych urządzeń, zaczęto do nich używać tzw. rdzeni płaskich, jak na rysunku 3. Rdzenie płaskie, zależnie od kształtu, dzielą się na rdzenie EI, M i F.

Rdzenie typu EI nadają się szczególnie do transformatorów wymagających małej szczeliny powietrznej (do 10µm). Napięcie wyjściowe takich transformatorów zależy od obciążenia, co jest korzystne w przypadku na przykład ładowarek akumulatorów, które powinny dostarczać prądu o stabilnym natężeniu.

Szczelina powietrzna przeciwdziała wstępnemu magnesowaniu rdzenia, który przy wzroście prądu przemienne go mógłby ulec nasyceniu.

Transformatory z rdzeniami typu M (rysunek 4) są przeznaczone do specjalnych zastosowań, w których stosunkowo duże pole rozproszone nie jest szkodliwe.

Poprawa wydajności

Własności magnetyczne blach transformatorowych zostały istotnie udoskonalone doбором składu materiału stopowego oraz specjalnym sposobem walcowania. W blachach walcowanych na zimno ziarno zostaje ukierunkowane wzdłuż linii strumienia magnetycznego. Poprawia to magnesowalność równoległą, ale nie poprzeczną.

W rdzeniach typu MD (rysunek 5), które pojawiły się w latach '60, magnesowalność poprzeczna także została zwiększona. W tych kształtkach został zmniejszony efekt szczeliny powietrznej przez ułożenie szczelin w kierunku minimalnej gęstości strumienia.

Kształtka typu PM (rysunek 6) jest dalszym ulepszeniem typu M. Ulepszenie polega na poszerzeniu płaszcza zewnętrznego w porównaniu z wewnętrznym, co prowadzi do zmniejszenia magnetyzacji w ramionach zewnętrznych w stosunku do ramienia wewnętrznego. Wynikiem wzmocnienia tych ramion jest mniejsza ich oporność magnetyczna, rdzeń może więc pomieścić więcej linii sił, co obniża straty. Ponadto wskutek układania kształtek w rdzeniu w czterech różnych pozycjach (rysunek 7) każda szczelina powietrzna sąsiaduje z trzema warstwami ciągłymi, przechwytyjącymi linie sił (rysunek 8). Skutkiem tego ulepszenia jest wyższa sprawność i mniejsze pole rozproszone niż w kształtce typu MD.

Przed kilku laty kształtka PM została ulepszona przez przedłużenie okna i optyimizację szczeliny, co poprawiło wydajność o dalsze kilka procent.

Poza standardowymi istnieje jeszcze kilka kształtek specjalnych różnych producentów, jak np. pokazana na rysunku 9. Producent twierdzi, że jej własności są równie dobre jak typu PM, a stabilność fizyczna lepsza niż kształtki typu M.

Obliczenia

Podstawową zależnością do obliczania transformatora jest:

$$U_1 = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B \cdot A_C \cdot f \cdot N_1 \quad (1)$$

gdzie U_1 oznacza napięcie pierwotne [V], B - indukcja magnetyczna [T], A_C - powierzchnia przekroju rdzenia [cm²], f - częstotliwość sieci [Hz], N_1 - ilość zwojów uzwojenia pierwotnego. Załóżmy, że transformator zasilany napięciem sieci 240V/50Hz ma dostarczać napięcia 24V. Użyta zostanie kształtka M65 (zob. tabela 2) o przekroju 4,9cm² i maksymalnej indukcji magnetycznej 1,42T, przy mocy wtórnej 35,7W. Ile zwojów powinno liczyć uzwojenie pierwotne?

Po przekształceniu i wstawieniu wartości liczbowych wzór (1) przyjmie postać:

$$N_1 = \frac{U_1}{4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B \cdot A_C \cdot f} = \frac{240}{4,44 \cdot 10^{-4} \cdot 1,42 \cdot 4,9 \cdot 50} = 1553 \text{zw.}$$

Jeżeli napięcie wejściowe wzrosłoby do 250V, to:

$$B = \frac{U_1}{4,44 \cdot 10^{-4} \cdot N_1 \cdot A_C \cdot f} = 1,48 \text{T}$$

co przekracza dopuszczalne maksimum - transformator zostałby wprowadzony w nasycenie. Pokazuje to, że w obliczeniach musi zostać uwzględnione najwyższe możliwe napięcie wejściowe, a więc maksymalne wahania napięcia sieci (+10%, -15%). Odczytana z tab. 2 sprawność rzeczywista wynosi 77%. Gdyby użyć blachy o ukierunkowanym ziarnie VM 111-35, rdzeń o tych samych wymiarach dopuszczałby moc 43W, zaś sprawność wyniosłaby 81%. Warto zwrócić uwagę na zacytowane wyżej zależności, z których wynika, że indukcja magnetyczna B jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości.

Histereza

Przy znacznie większej częstotliwości straty w rdzeniu stają się tak duże, że jego struktura warstwowa przestaje być skutecznym lekarstwem. Zamiast blach stosuje się więc rdzenie prasowane ze sproszkowanego żelaza, w których straty są dużo mniejsze. Szeroko stosowane są także rdzenie ferrytowe, z materiału magnetycznego o wysokiej oporności, składającego się głównie z tlenków żelaza i jednego lub kilku innych metali.

W ferrytach spiekanych z proszków straty na prądy wirowe przy wielkich częstotliwościach są bardzo małe, są

Tabela 2. Dane elektryczne transformatorów z rdzeniami z kształtek M i EI. Blacha typu V170-50A według DIN41302, część 2 ($\rho = 0,94$).

Typ i rozmiar rdzenia	moc wtórna $\cos\varphi=1$	indukcja magnetyczna B_N	gęstość prądu S_N	moc bierna P_b	straty w rdzeniu P_{Fe}	straty w uzwojeniu P_{Cuw}	wsp. prądowy Δ_i	wsp. napięciowy Δ_u	sprawność rzeczywista η_w	sprawność pozorna η_s	wsp. mocy $\cos\varphi$	rezystancja cieplna	
	W	T	—	V-A	W	W	—	—	—	—	—	dla strat w uzwojeniu $R_{T_{Cu}}$	dla strat w rdzeniu $R_{T_{Fe}}$
M42	3,94	1,37	6,7	4,31	0,68	3,81	1,365	1,76	0,467	0,416	0,89	22,6	10,8
M55	15,8	1,38	4,97	11,6	1,78	5,7	1,267	1,301	0,68	0,61	0,89	14,1	6,4
M65	34,1	1,39	4,1	21,5	3,25	7,6	1,228	1,188	0,76	0,69	0,9	10,2	4,45
M74	62	1,39	3,51	34,5	5,2	9,3	1,198	1,13	0,81	0,74	0,91	7,9	3,35
M85	a 82	1,37	3,47	43,2	6,9	10,4	1,189	1,111	0,83	0,76	0,92	6,8	2,8
	b 108	1,33	3,31	51	9,1	10,9	1,17	1,09	0,84	0,78	0,93	6,1	2,5
M102	a 143	1,42	2,94	67	10,8	13,5	1,163	1,084	0,85	0,79	0,93	5	2,02
	b 198	1,31	2,76	79	14,6	14,1	1,139	1,065	0,87	0,82	0,94	4,45	1,75

Typ i rozmiar rdzenia	moc wtórna $\cos\varphi=1$	indukcja magnetyczna B_N	gęstość prądu S_N	moc bierna P_b	straty w rdzeniu P_{Fe}	straty w uzwojeniu P_{Cuw}	wsp. prądowy Δ_i	wsp. napięciowy Δ_u	sprawność rzeczywista η_w	sprawność pozorna η_s	wsp. mocy $\cos\varphi$	rezystancja cieplna	
	W	T	—	V-A	W	W	—	—	—	—	—	dla strat w uzwojeniu $R_{T_{Cu}}$	dla strat w rdzeniu $R_{T_{Fe}}$
EI42	4,05	1,38	6,8	4,53	0,51	3,91	1,348	1,76	0,478	0,421	0,88	22,6	10,8
EI55	16,4	1,4	5,1	12,7	1,36	6	1,262	1,301	0,69	0,61	0,88	14,1	6,4
EI65	35,7	1,42	4,21	24,4	2,5	8	1,231	1,188	0,77	0,68	0,88	10,2	4,45
EI74	65	1,43	3,62	40,8	4,06	9,9	1,208	1,129	0,82	0,73	0,89	7,9	3,35
EI85	a 87	1,41	3,6	53	5,5	11,2	1,204	1,109	0,84	0,75	0,89	6,8	2,8
	b 116	1,39	3,44	66	7,5	11,8	1,193	1,087	0,86	0,77	0,9	6,1	2,5
EI102	a 154	1,42	3,05	86	8,7	14,6	1,184	1,083	0,87	0,78	0,9	5	2,02
	b 215	1,39	2,87	111	12,4	15,2	1,169	1,062	0,89	0,81	0,91	4,45	1,75

to więc idealne materiały na rdzenie indukcyjności i elementów przełączających stosowanych w technice w.c.z. Inne rdzenie stosowane w transformatorach i indukcyjnościach w.c.z. wykonuje się ze spineli ferromagnetycznych, będących materiałami o charakterze ceramicznym, o dużej przenikalności, małej przewodności i bardzo małych stratach na prądy wirujące.

Na **rysunku 10** są przedstawione typowe krzywe magnetyzacji rdzeni uwarstwionych, zaś na **rysunku 11** – typowe krzywe histerezy transformatorów z takimi rdzeniami.

Histeresa jest to tendencja materiału magnetycznego do nasycania się i do zachowywania części magnetyzmu po zmianie polaryzacji pola magnetycznego, któremu jest poddany. Histeresa wywołuje w ten sposób opóźnienie magnetyzacji w stosunku do siły magnetyzującej. Powierzchnia pętli histerezy

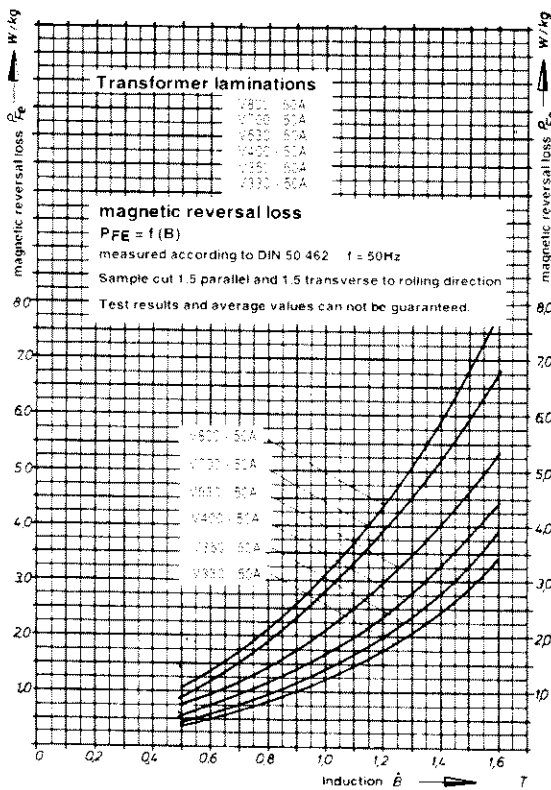
jest miarą straty energii w każdym przemagnesowaniu. **Rysunki 12 i 13** przedstawiają charakterystyki strat energii dla różnych rodzajów uwarstwienia przy 50Hz. Straty na histerezę szybko rosną ze wzrostem częstotliwości. Przy częstotliwości kilku kHz jedynie ferryty wykazują małe straty na histerezę.

Transformatory toroidalne

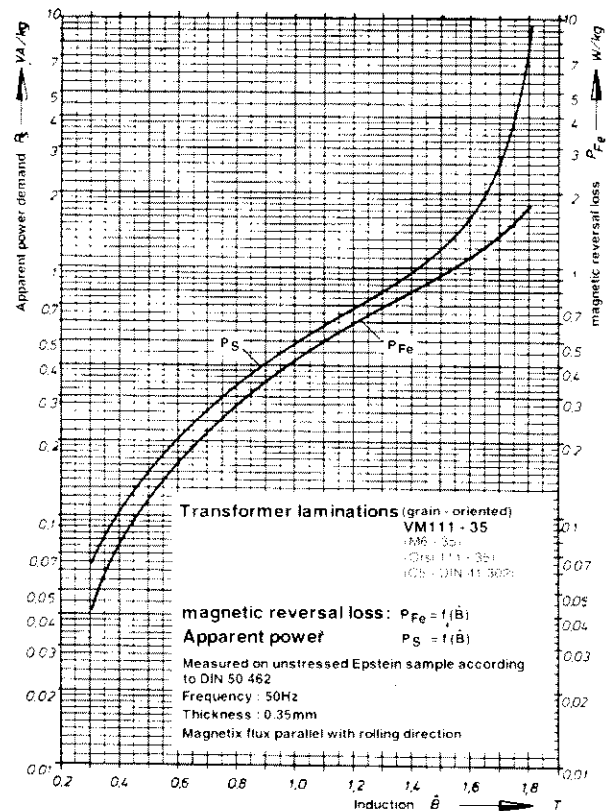
W transformatorach toroidalnych rdzeń jest wykonany z jednej długiej taśmy blachy, zwiniętej w formie pierścienia. Uzwojenia nawija się na nim za pomocą specjalnej nawijarki, w sposób pokazany na **rysunku 14** (rysunek nawijarki jest błędny; skonstruowany według niego przyrząd na pewno nie będzie działał, jednak rysunek dość dobrze odaje ideę funkcjonowania urządzenia – przyp. red.). W takich transformatorach wszystkie

linie sił są ułożone w tym samym kierunku.

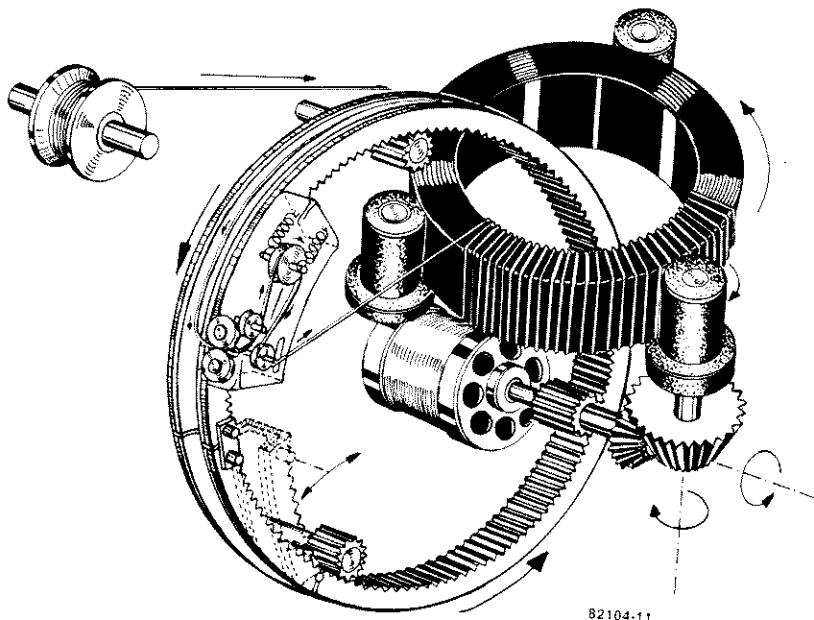
Z im cieńszej blachy magnetycznej jest zwinięty rdzeń, tym mniejsze są straty w żelazie. Rdzenie toroidalne są więc zazwyczaj zwijane z bardzo cienkiej folii. Trudno sobie wyobrazić lepiej zamkniętą pętlę magnetyczną. Rdzeń taki jest całkowicie osłonięty uzwojeniami, ma więc tendencję do nagrzewania się, jednakże jest to wyrównywane przez łatwość z jaką uzwojenia wypromieniowują ciepło. Znakomita przewodność cieplna miedzi jest wykorzystywana przy projektowaniu transformatorów toroidalnych, gdzie dopuszcza się do większych strat w miedzi poprzez stosowanie cieńszego drutu. Oporność transformatora toroidalnego jest więc większa niż transformatora konstrukcji tradycyjnej o tej samej mocy, za to wymiary fizyczne transformatora toroidalnego są mniejsze.



Rys. 12.



Rys. 13.



Rys. 14.

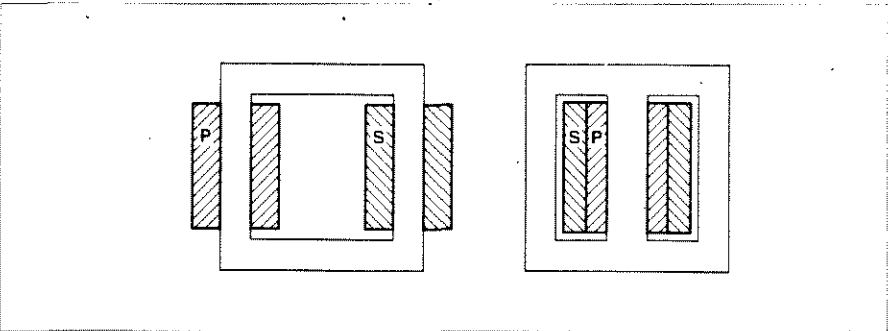
Trochę teorii

Podstawą działania transformatora jest zjawisko indukcji wzajemnej. Uzwojenia pierwotne i wtórne obejmują ten sam strumień magnetyczny. Konstrukcja transformatora jest przedstawiona na **rysunku 15**, a jego schemat elektryczny na **rysunku 16**. Prąd przemienny w uzwojeniu pierwotnym wywołuje powstanie strumienia magnetycznego w rdzeniu. Jeżeli prąd jest sinusoidalny i jeżeli strumień jest proporcjonalny do prądu, wówczas zależność

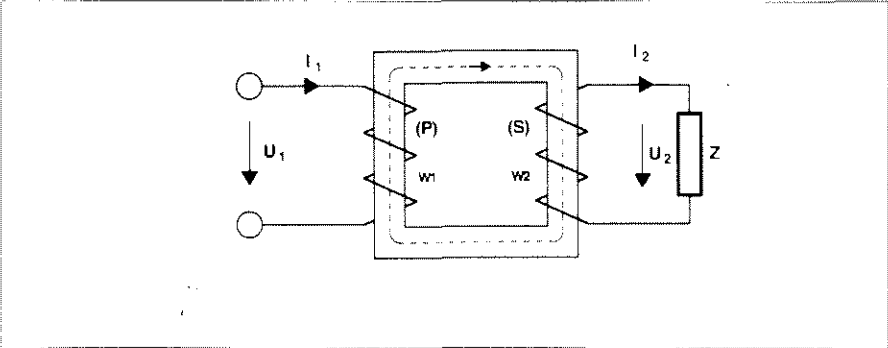
$$\Phi = \Phi_m \sin 2\pi f t \quad (2)$$

opisuje zmiany strumienia w czasie, Φ oznacza strumień w momencie t , Φ_m jest wartością maksymalną strumienia, f oznacza częstotliwość z którą zmienia się prąd, a zatem i strumień. Indukowana w jednym zwoju siła elektromotoryczna SEM wynosi:

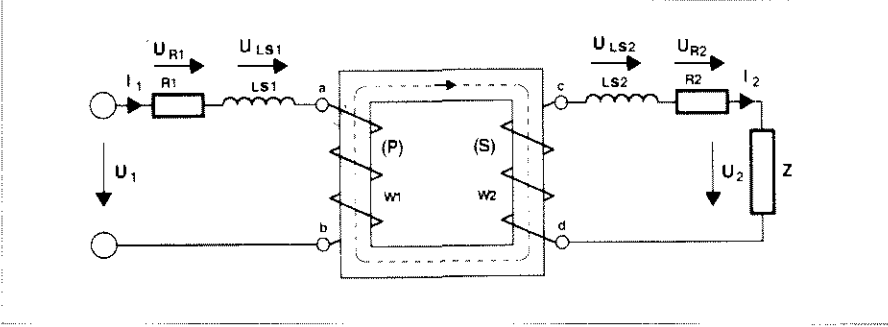
$$\begin{aligned} U &= - \left(\frac{d\Phi}{dt} \right) = \\ &= - \left[\frac{d(\Phi_m \sin 2\pi f t)}{dt} \right] = \\ &= -2\pi f \Phi_m \cos 2\pi f t \end{aligned}$$



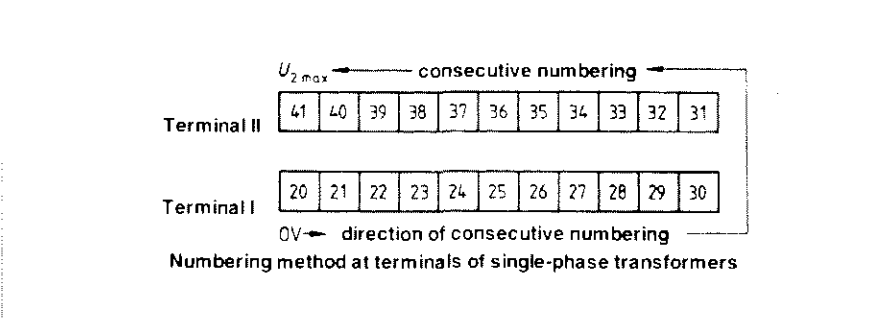
Rys. 15.



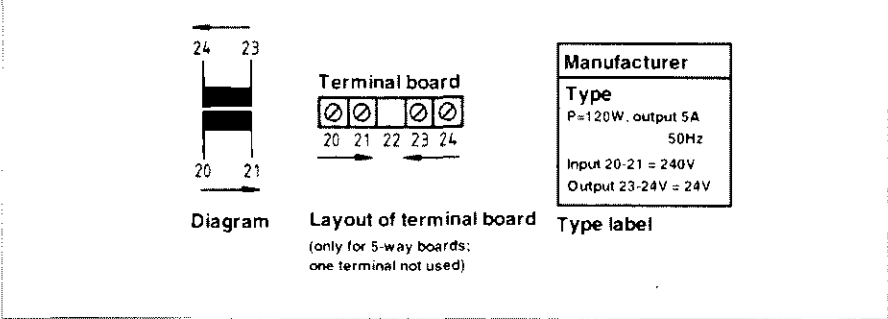
Rys. 16.



Rys. 17.



Rys. 18.



Rys. 19.

Ta indukowana w jednym zwoju SEM osiąga wartość maksymalną U_m w momencie, gdy cosinus osiąga wartość 1:

$$U_m = 2\pi f \Phi_m$$

Wartość skuteczna tej SEM - U_{sk} - wynosi:

$$U_{rms} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44f\Phi_m$$

Jeżeli pierwotne uzwojenie ma N_1 zwojów, to pierwotna SEM wynosi $4,44N_1f\Phi_m$. Jeżeli wtórne uzwojenie ma N_2 zwojów, to wtórna SEM wyniesie $4,44N_2f\Phi_m$. Stosunek $U_1 : U_2 = N_1 : N_2 = n$ jest nazywany przekładnią (albo współczynnikiem transformacji) transformatora. Gdy do wtórnego uzwojenia zostanie przyłączone obciążenie, popłynie przez nie prąd wtórny I_2 , przeciwstawiający się zmianom strumienia. Obniża to siłę przeciw-elektromotoryczną w uzwojeniu pierwotnym, wzrasta więc prąd pierwotny I_1 . Wzrost ten dokładnie równoważy rozmagnesowujący wpływ prądu wtórnego.

Jak dotąd w tych rozważaniach pomijane były wpływy oporności uzwojeń i wpływ pola rozproszonego. W rzeczywistości uzwojenie pierwotne wytwarza strumień rozproszony Φ_{s1} , z którym nie jest sprzężone uzwojenie wtórne. Również uzwojenie wtórne wytwarza strumień rozproszony Φ_{s2} niesprężony z uzwojeniem pierwotnym. Strumienie te indukują napięcia U_{s1} i U_{s2} , opóźnione w stosunku do strumieni rozproszonych o $\pi/2$.

Ponieważ strumienie te przebiegają głównie w powietrzu, to można przyjąć, że nie zależą od indukcji. Strumienie rozproszone, a zatem i napięcia U_{s1} i U_{s2} , są wprost proporcjonalne do I_1 i I_2 . Dla naszych rachunków nie jest istotne, czy te napięcia są indukowane w uzwojeniach, czy w oddzielnych cewkach powietrznych. Indukcyjności tych wymyślonych cewek są wyznaczone przez:

$$j\omega L_{s1} = jX_{s1} = \frac{U_{s1}}{I_1}$$

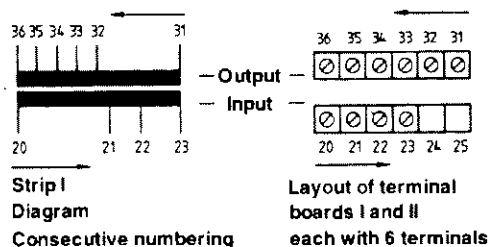
oraz

$$j\omega L_{s2} = jX_{s2} = \frac{U_{s2}}{I_2}$$

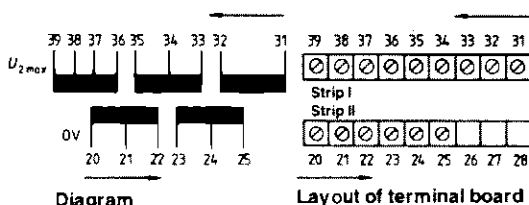
Indukcyjności te i oporności uzwojeń są przedstawione na rysunku 17.

Wyprowadzenia

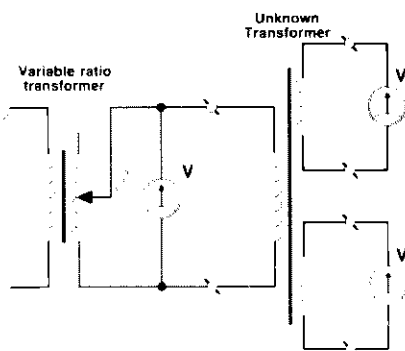
Wyprowadzenia nieznanymi transformatorów, oznaczone dwoma rzędami



Rys. 20.



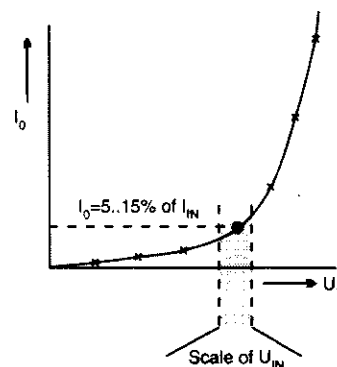
Rys. 21.



Rys. 22.

liczb pomiędzy 20 i 99, niemal na pewno są zgodne z DIN 42200. Liczby te zawierają użyteczne informacje. Większość dobrej jakości transformatorów jest oznaczona dwoma rzędami numerów, jak pokazano na rysunku 18: Wyprowadzenia o obciążeniu do 25A max

- 1 rząd: od 20 do 60
- 2 rząd: od 31 do 60
- Wyprowadzenia o obciążeniu do 60A max
- 1 rząd: od 61 do 99
- 2 rząd: od 71 do 99
- Dla rzędu z wyprowadzeniami pier-



Rys. 23.

wotnymi oznacza to początek od 0V na wyprowadzeniu 20 i dalej w kolejności wzrastającego napięcia (rysunki 19...21).

Dla rzędu z wyprowadzeniami wtórnymi oznacza to początek od najwyższego napięcia na wyprowadzeniu o najwyższym numerze i dalej w dół, w kolejności malejącego napięcia (rys. 19...21).

Napięcia nieznanego nieobciążonego transformatora można ustalić w sposób pokazany na rysunku 22. Prąd pierwotny nieobciążonego transformatora będzie niewielki, na poziomie 5...10% jego wielkości nominalnej, o ile nie występuje nasycenie. Początkowo rośnie on proporcjonalnie do przyłożonego napięcia, a po osiągnięciu nasycenia zwiększa się gwałtownie według krzywej na rysunku 23. W czasie testowania nieznanego transformatora mogą pojawić się bardzo wysokie napięcia, próby te powinny więc być wykonywane bardzo ostrożnie, poczynając od stosunkowo niskiego napięcia. Zakrzywienie charakterystyki na rys. 23 wyznacza nominalne napięcie wejściowe. ■

JAMAX

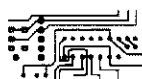
ELECTRONICS

Magazyn: Pn. - Pt. od 9⁰⁰ do 15⁰⁰
ul. Pogonowskiego 28 (dawny Zaułek 28)
01-564 Warszawa tel/fax 39-19-30

**HANDEL HURTOWY
ELEMENTAMI ELEKTRONICZNYMI**

- Diody
- Przekładniki
- Transoptory
- Tranzystory
- Tyristory; triaki
- Układy scalone

Okolo 1000 pozycji w magazynie
po atrakcyjnych cenach



TES 200
Nowość !!!

Dzięki specjalnej folii TES 200 jest możliwe łatwe i szybkie wykonanie wysokiej jakości płytek drukowanych !!!

Jak?

Gotowy projekt płytki przenosimy przy pomocy kopiarki lub drukarki laserowej na folię TES 200. Teraz należy przyłożyć folię na podgrzany do 135°C laminat i przy pomocy wálka gumowego przetrzeć projekt na miedź. Po odciążeniu folii płytka jest gotowa do trawienia.

10 szt. folii A4 + koszt przesyłki + szczegółowa instrukcja = 29,9 zł.
Dostarczamy również wálka gumowy w cenie 15 zł.

Zamówienia z dowodem wpłaty na poniższe konto lub za zaliczeniem pocztowym kierować na adres:
MS DOR Sp. z o.o.
43-382 Bielsko-Biała 14, skrytka poczt. 35
konto: Polski Bank Inwestycyjny SA
Oddział w Bielsku-Białej nr 708023-901059-2511-1

**SCHEMATY
I INSTRUKCJE SERWISOWE do
TV VIDEO HIFI itp.**

oraz części i podzespoły elektroniczne
Okolo 200 rys. pozycji. Sprzedaż wysyłkowa.

KLAR PSP 74-320 Barlinek,
ul. Chopina 11a, tel/fax 61-974

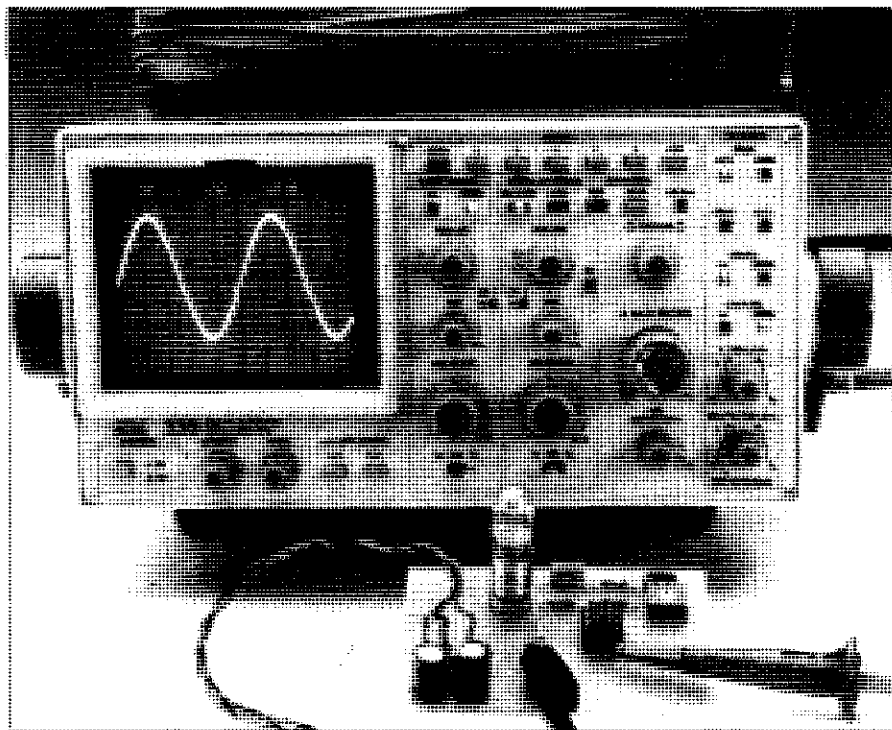


ul. G. Zapolskiej 38
30-126 Kraków
tel./fax. (012) 36-36-09

Opracowania i produkcja profesjonalnych
układów hybrydowych

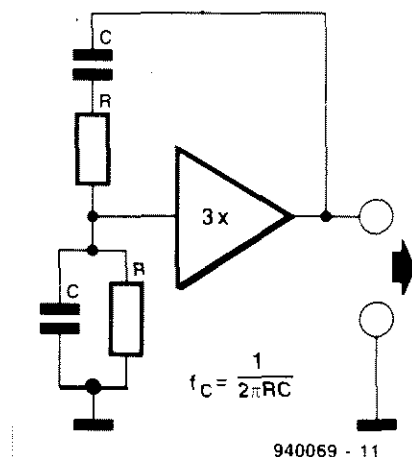
(w tym m.in.: przetwornice napięcia,
przekładniki elektroniczne, rezystory
bezindukcyjne i wysokonapięciowe,
sieci rezystywne w dowolnych konfiguracjach)

GENERATOR FALI SINUSOIDALNEJ 1000Hz



Dane techniczne

Częstotliwość	1kHz
Maksymalne napięcie wyjściowe	8V _{sk}
Zniekształcenia (całkowita zaw. harm. + szумы)	<0,0003%
Napięcie zasilania	±15V
Pobór prądu	10mA



Rys. 1. Generator z mostkiem Wiena składa się z szeregowego obwodu RC, równoległego obwodu RC i wzmacniacza kompensującego tłumienie przy częstotliwości środkowej.

Liczba rodzajów i odmian generatorów jest oszałamiająca. Każdą z nich charakteryzują specjalne indywidualne cechy. Typem znanym z niemal doskonałej sinusoidy jest oscylator z mostkiem Wiena. Ten wypróbowany układ jest przedstawiony w zmodernizowanej wersji; za pomocą pewnej sztuczki układowej uzyskuje się stabilizację poziomu napięcia wyjściowego.

T. Giesberts

Generatory to dziedzina elektroniki o ogromnej różnorodności. Do każdego niemal zastosowania wymyślono specjalny generator. Istnieją generatory RC, LC i kwarcowe, wysokiej i niskiej częstotliwości, dużej i małej mocy. Kształt sygnału wyjściowego może być sinusoidalny, prostokątny lub trójkątny. Wiele generatorów ma regulowaną częstotliwość i napięcie wyjściowe.

Do elementarnych testów urządzeń audio oraz do wykrywania uszkodzeń i ich usuwania jest potrzebne proste źródło sygnału w postaci czystej sinusoidy. Najlepszy jest oczywiście generator z regulacją częstotliwości, chociaż bardzo użyteczny jest także generator

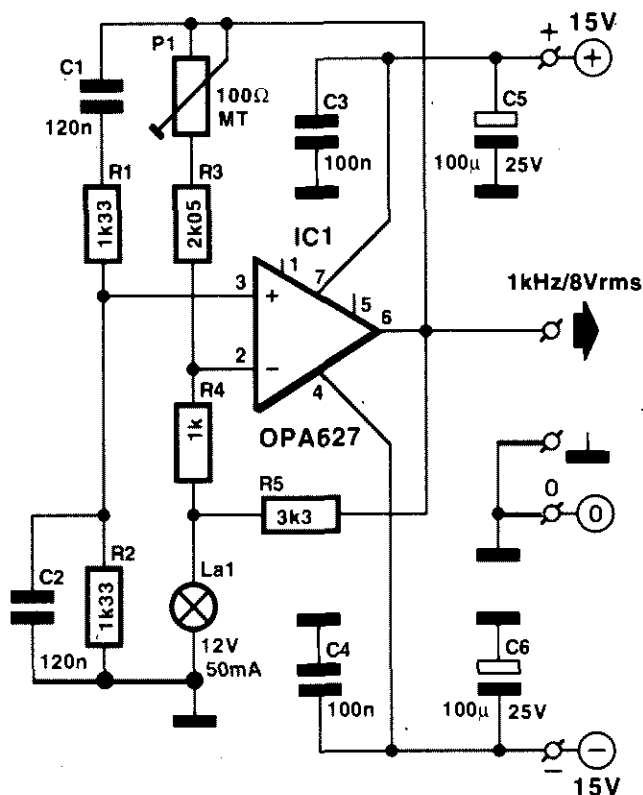
o stałej częstotliwości, na przykład 1kHz. Najlepiej do takiego zastosowania nadaje się klasyczny generator z mostkiem Wiena. Układ ten jest prosty, wypróbowany i dostarcza sygnału sinusoidalnego dobrej jakości.

Mostek Wiena składa się z szeregowego i równoległego obwodu RC. Pojemności obu kondensatorów, podobnie jak oporności obu rezystorów, są jednakowe. Przy częstotliwości środkowej przesunięcie fazowe jest równe zero, ponieważ oba układy wprowadzają przeciwne przesunięcia. Występuje wówczas trzykrotne tłumienie, wystarczy więc dodać prosty wzmacniacz o wzmocnieniu 3, jak na **rysunku 1**, aby otrzymać generator.

Regulacja za pomocą żarówki

Podsumowując, działający na zasadzie mostka Wiena generator fali sinusoidalnej ma niewiele składników: dwa obwody RC i wzmacniacz. Brzmi to zachęcająco z punktu widzenia kosztów i liczby elementów, trzeba jednak wziąć pod uwagę jeszcze kilka innych względów, jeżeli wymagania wobec kształtu generowanej sinusoidy mają być wyższe od przeciętnych.

Użyty wzmacniacz musi mieć niemal idealną charakterystykę. Oprócz tego trzeba użyć jakiegoś sposobu, który



Rys. 2. Nowoczesny schemat z odrobiną nostalgii: z żaróweczką w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Do skutecznej automatycznej stabilizacji wzmocnienia wykorzystuje się dodatni współczynnik temperaturowy włókna żarówki.

zapewniłby wystarczające wzmocnienie zarówno do wzbudzenia, jak i do podtrzymywania oscylacji. Wzmacniacz musi być jednak równocześnie zabezpieczony przed przesterowaniem, bowiem przesterowanie prowadziłoby do utraty pięknego kształtu generowanej sinusoidy.

Pierwsze z powyższych wymagań można spełnić stosując dobrej jakości wzmacniacz operacyjny. Do dyspozycji jest obecnie wielki wybór doskonałych wzmacniaczy, nie będzie to więc warunek trudny do spełnienia. Wypełnienie drugiego wymagania okazuje się nieoczekiwanie łatwe przy pomocy zwykłej żarówki.

Schemat generatora jest pokazany na **rysunku 2**. Jego podobieństwo do **rys. 1** jest uderzające. Właściwy mostek Wiena składa się z elementów R1, R2, C1 i C2, o wartościach dobranych dla częstotliwości 1kHz. Kondensatory są typu MKT, których pojemności, jeżeli układ ma oscylować, powinny być jednakowe z błędem mniejszym od 1%. Dla częstotliwości dokładnie 1kHz pojemność ta powinna wynosić 119,67nF. Zastosowano wzmacniacz operacyjny OPA627. Wymagane w przybliżeniu

trzykrotne wzmocnienie jest wyznaczone przez obwód sprzężenia zwrotnego P1-R3-R4-La1. W obwodzie tym żarówka La1 pełni rolę rezystora o dodatnim współczynniku temperaturowym; współczynnikiem tym charakteryzuje się żarnik żarówki o oporności zależnej od temperatury. Gdy żarnik jest zimny, jego oporność wynosi około 25Ω, zaś w temperaturze normalnego działania generatora w przybliżeniu podwaja się. Charakterystyka ta jest wykorzystywana w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Gdy żarówka jest "zimna", wzmocnienie wzmacniacza jest wyznaczone głównie przez stosunek R3/R4. Jednakże w miarę wzrostu napięcia wyjściowego rośnie prąd w dzielniku, a zatem i oporność żarówki. W rezultacie wzrasta współczynnik sprzężenia zwrotnego i maleje wzmocnienie oraz napięcie wyjściowe, przeciwdziałając zmianom. Po krótkim czasie nagrzewania poziom napięcia wyjściowego generatora ustala się.

Elektroniczną przeciwwagą żarówce jest potencjometr P1, za pomocą którego można dokładnie dobrać poziom zrównoważenia mostka. Źródło prądu-

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1, R2: 1,33kΩ, 1%
R3: 2,05kΩ, 1%
R4: 1kΩ
R5: 3,3kΩ* (dobierany)
P1: 100Ω, MT

Kondensatory

C1, C2: 120nF, 1%
C3, C4: 100nF
C5, C6: 100μF/25V

Półprzewodniki

IC1: OPA627 (NE5534)

Różne

La1: żarówka 12V/50mA

we R5 dodatkowo stabilizuje poziom wyjściowy.

Oporność tego rezystora dobiera się do użytej żarówki. W prototypie najlepsze wyniki osiągnięto przy oporności 3,3kΩ. Jeżeli jednak napięcie wyjściowe po kilku minutach będzie się jeszcze trochę zwiększało, to trzeba zmniejszyć oporność R5. Podobnie, powolny spadek napięcia wyjściowego wymaga zwiększenia tej oporności. Optymalną oporność R5 można znaleźć tylko metodą prób i błędów.

Dobre właściwości

Zastosowanie żarówki jako rezystora o dodatnim współczynniku temperaturowym wymaga użycia w obwodzie sprzężenia zwrotnego rezystorów o stosunkowo niskich opornościach, aby przez żarówkę mógł płynąć wystarczająco duży prąd. Dodatkową zaletą niskich oporności jest mały ich udział w szumach układu. Wzmacniacz musi być zdolny doysterowania obciążenia minimum 600Ω przy symetrycznym zasilaniu $\pm 15V$. Wzmacniacz operacyjny OPA627, z FETami na wejściach, o małych szumach ($5,6nV/\sqrt{Hz}$ przy 1kHz), małym niezerównoważeniu wejściowym (max 100μV) i o bardzo małych zniekształceniach, spełnia bez trudu takie wymagania. Niski poziom zniekształceń potwierdza charakterystyka pokazana na **rysunku 3**, wykonana w naszym laboratorium przy pomocy analizatora widma. Pomiarzy zostały przeprowadzone przy napięciu wyjściowym generatora 8V_{rms} w pasmie od 22Hz do 22kHz. Całkowita zawartość harmonicznych, niemal wyłącznie drugiej i trzeciej, wykazała nadzwyczaj niski ich poziom - 0,00014%. Wielkość ta, łącznie z szumami, utrzymuje się poniżej 0,0003%, co jak na tak prosty układ jest niezłym wynikiem.

Niestety OPA627 jest układem drogim. Jeżeli w konkretnym zastosowaniu generatora można dopuścić nieco wyższe zniekształcenia, układ ten może zostać zastąpiony przez NE5534 (o tym samym rozkładzie wyprowadzeń).

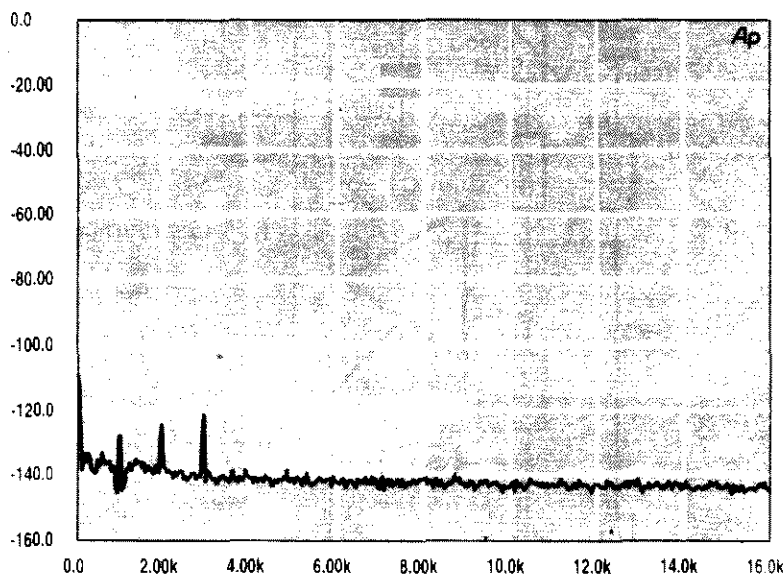
Montaż i regulacja

Układ jest tak prosty, że specjalna płytka drukowana nie jest konieczna. Fotografia pokazuje, że generator można łatwo zmontować na płycie uniwersalnej. Pobór prądu przez układ jest niewielki (około 10mA), może więc zostać użyty mały i nieskomplikowany zasilacz napięć symetrycznych. Wystarczy najmniejszy transformator 2x15V, mostek prostowniczy i dwa trójkońcówkowe stabilizatory, 78L15 i 79L15.

Nie należy żałować czasu na dobranie położenia suwaka P1. Najlepsze wyniki otrzymuje się przy najwyższym możliwym napięciu wyjściowym, uzyskuje się wtedy najmniejsze zniekształcenia. Ustawienie takie zapobiega wzrostowi napięcia wyjściowego do nieoczekiwanego i niepożądanego poziomu po ustawieniu regulacji.

Elektor GB2FFT AMP1(dBr) vs FREQ(Hz)

13 SEP 94 08:52:09



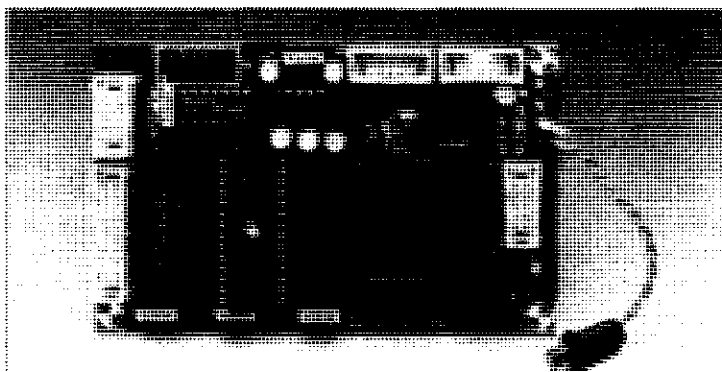
Rys. 3. Wykres zdjęty przez analizator widma. Całkowita zawartość harmonicznnych wraz z szumami generatora jest niezmiernie mała, bliska granicy wykrywalności miernika.

AVT oferuje:

Jednopłytkowy komputer z procesorem 80C535 (EE 4/94, str.23)

Popularność komputerów z procesorami rodziny '51 ciągle wzrasta, co stymuluje jednocześnie szybki rozwój coraz bardziej zaawansowanego oprogramowania. Pojawiają się także coraz doskonalsze procesory kompatybilne "w dół" z pierwowzorem. Opracowany przez konstruktorów EE zestaw (oznaczenie katalogowe 924046) jest oparty na procesorze Siemens 80C535, posiada 32kB statycznej pamięci RAM, 32kB stałej pamięci EPROM oraz interfejs szeregowy odpowiadający standardowi RS232. Dodatkowe zalety

A/C o rozdzielczości 8/10 bitów, rozbudowany układ przerwań, specjalizowany timer "watchdog" oraz generator sygnału zegarowego dla interfejsu szeregowego powodują, że jest to nie-



można wykonać także zaawansowane sterowniki, potrafiące nadzorować zarówno procesy cyfrowe (dwustanowe), jak i analogowe. Uniwersalna budowa portów I/O umożliwia zastosowanie dowolnych zewnętrznych elementów wykonawczych (transoptorów, triaków, tranzystorów lub przekaźników).

Walory zestawu podnosi oprogramowanie, które można zakupić niezależnie od płytki drukowanej. Oprócz dyskietki, do pełnego wykorzystania możliwości systemu niezbędna będzie pamięć EPROM z programem monitorującym. Należy ją zamontować na płycie drukowanej w podstawie

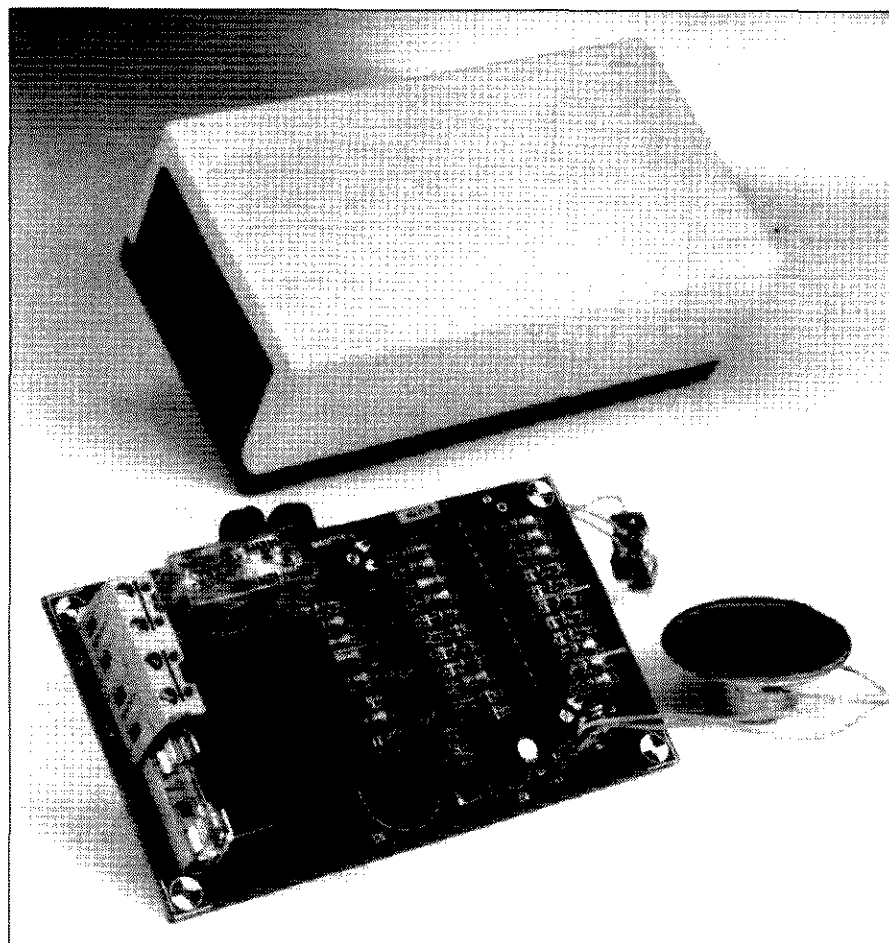
przeznaczonej dla EEPROMu z pamięcią programu. Taka konfiguracja komputera pozwala na komunikację z komputerem PC (poprzez port RS232), umożliwiając wykonywanie programu załadowanego do pamięci RAM bezpośrednio z komputera PC. Możliwe jest więc pominięcie dość żmudnego procesu programowania i kasowania pamięci EPROM z kolejnymi wersjami programu.

mięci EPROM z kolejnymi wersjami programu.

systemu wynikają wprost z konstrukcji procesora - 256B RAM, 3 szesnastobitowe liczniki-timery, przetwornik

zwykle elastyczne i wydajne narzędzie do wszelkiego typu doświadczeń. W oparciu o przedstawiony zestaw

AUTOMATYCZNY TIMER DO OŚWIETLENIA

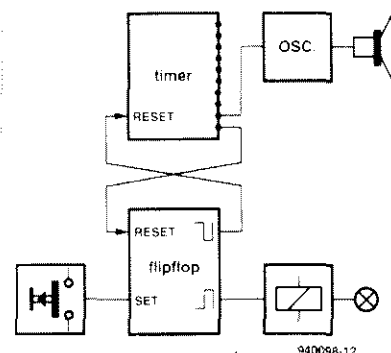


Nikogo nie wprawi zapewne w nadmierny podziw możliwość włączania światła za pomocą niniejszego układu, jego zaletą jest jednak wyłączanie światła po zadanym czasie. Układ ostrzega ponadto dźwiękiem o zbliżającej się chwili wyłączenia.

E. Quinet

Układy takie są często używane w hotelach i restauracjach. Służą do jednego celu: do zmniejszania rachunków za oświetlenie hallów, toalet i schodów w czasie gdy są one opustoszałe. Wylłącznik jest zazwyczaj przyciskiem, wyposażonym w ułatwiającą odnalezienie go w ciemności słabą neonówkę. Po naciśnięciu przycisku światło świeci się przez pewien czas, który powinien wystarczyć na znalezienie klucza i otwarcie drzwi pokoju hotelowego. Przeważnie w zupełności to wystarcza. Jednakże wizyta w toalecie, jeżeli pomieszcze-

nie to jest wyposażone w timer, może okazać się kłopotliwa. Pomysł takiego timera nie jest zły. Zdarza się przecież, że oświetlenie w domu i przed domem (hall, schody, piwnica, sień, garaż) pozostaje włączone dłużej niż jest to niezbędnie potrzebne. Skutkiem takiej niedbałości jest marnotrawstwo energii i pieniędzy, zainstalowanie więc timera do oświetlenia różnych miejsc w domu może być uzasadnione. Wspomnianą wyżej niedogodność można przezwyciężyć, stosując czas włączenia nieco większy od stosowanej w hotelach



Rys. 1. Automatyczny timer składa się zaledwie z dwóch bloków: przerzutnika i timera. Na chwilę przed upływem zadanego czasu zostaje wysłany akustyczny sygnał ostrzegawczy.

mizernej minuty czy dwóch. Jeżeli ponadto wylłącznik jest wyposażony w ostrzegawczy sygnał dźwiękowy, niespodziewane i krępujące sytuacje będą zdarzały się rzadko.

Przerzutnik i timer

Schemat blokowy na **rysunku 1** przedstawia podstawowe elementy składowe timera oświetlenia: przycisk, przerzutnik, timer i przełącznik. Przyciskiem włącza się światło. Jego naciśnięcie wywołuje wyzwolenie przerzutnika i uruchomienie przełącznika. Równocześnie sygnał z dodatkowego wyjścia przerzutnika kasuje timer, który rozpoczyna cykl odliczania czasu. Na chwilę przed zakończeniem odliczania zostaje włączony generator, który dostarcza akustycznego sygnału ostrzegawczego. Po upływie zadanego czasu timer przerzuca przerzutnik do stanu początkowego, przełącznik puszcza, światło zostaje wylłączone i układ czeka na ponowne naciśnięcie przycisku.

Opis układu

Rysunek 2 pokazuje, jak powyższy schemat blokowy został zrealizowany w praktyce. Dodano kilka elementów usprawniających układ i ułatwiają-

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1, R6, R9: 100kΩ
R2, R3, R10, R12: 1MΩ
R4, R11, R14, R16: 10kΩ
R5: 22kΩ
R7, R8: 4,7kΩ
R13: 82kΩ
R15: 22Ω

P1: 500kΩ, poziomy potencjometr montażowy
P2: 25kΩ, poziomy potencjometr montażowy

Kondensatory

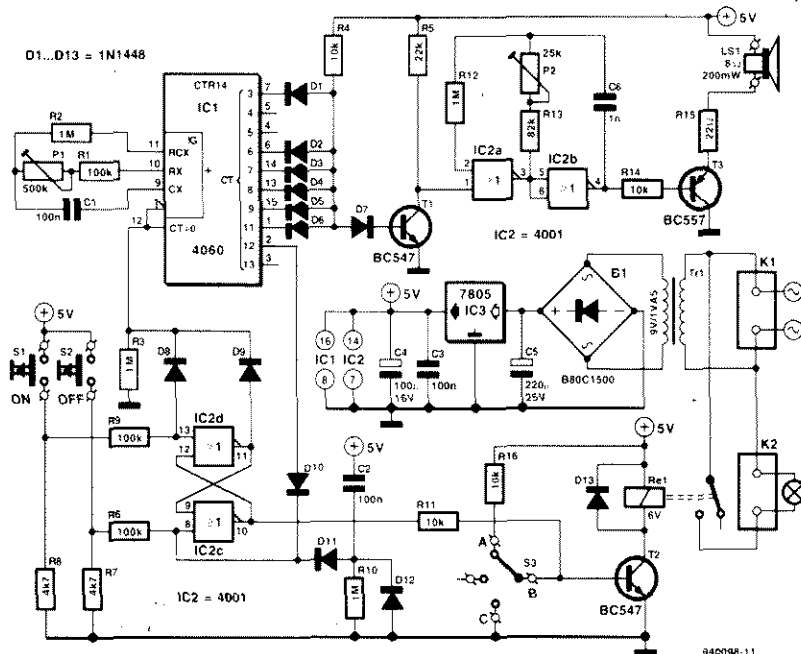
C1...C3: 100nF
C4: 100μF/16V, stojący
C5: 220μF/25V, stojący
C6: 1nF

Półprzewodniki

D1...D13: 1N4148B
D1: B80C1500
T1, T2: BC547
T3: BC557
IC1: 4060
IC2: 4001
IC3: 7805

Różne

K1, K2: 2-stykowe złącze zaciskowe do druku, rozstaw 7,5mm
S1, S2: przycisk zwierający
S3: 1-obwodowy przełącznik 3-pozycyjny
Tr1: transformator sieciowy 9V/1,5VA, odporny na zwarcia
Ls1: głośnik 8Ω/0,2W
Re1: przełącznik 6V, V23057-A1-A101 (Siemens)
płytką drukowaną kod 940098



Rys. 2. Schemat elektryczny automatycznego timera do oświetlenia.

cych jego użytkowanie. Przedłużono sygnał ostrzegawczy, dodano przycisk ręcznego zerowania przerzutnika, umożliwiono także przełączanie układu na sterowanie ręczne.

Napięcie sieci dociera do timera przez złącze K1, a do lampy jest wyprowadzone przez K2. Napięcie dla lampy jest włączane stykami przełącznika Re1 sterowanego za pośrednictwem T1 przez przerzutnik złożony z IC2c i IC2d. Przerzutnik ten jest wyzwalany przyciskiem S1, a zerowany przyciskiem S2 albo przez timer. Obwód C2-D12-R10 zeruje przerzutnik w momencie włączania zasilania. Diody D8 i D9 tworzą rodzaj obejścia przerzutnika, pozwalając użytkownikowi wyzerować timer poprzez naciśnięcie przycisku S1 gdy lampa jeszcze świeci. Odliczanie czasu świecenia rozpoczyna się wtedy od początku.

Timer jest utworzony ze znanego generatora-licznika 4060 (IC1). Zewnętrzny elementami generatora są P1, R1, R2 i C1. Jego częstotliwość można regulować za pomocą potencjometru montażowego P1 od około 7Hz do 45Hz, co odpowiada czasom włączenia od 2 do 10min.

Generator-licznik jest blokowany stanem wysokim na wejściu zerującym. Po naciśnięciu S1 generator startuje od zerowego stanu licznika dwójkowe-

go. Stan wysoki na wyjściach Q3, Q6...Q9 i Q11 jest osiągany na krótko przed zakończeniem odliczania. Bramka AND, utworzona z diod D1...D6, za pośrednictwem D7 i T1 uruchamia wtedy generator IC2a-IC2b. Częstotliwość generatora (rzędu 1kHz) jest dobierana potencjometrem montażowym P2. Sygnał dźwiękowy jest wysyłany przez pobudzany tranzystorem T3 głośnik LS1.

Przy stanie licznika jak wyżej, w rytmie zmian poziomu wyjścia Q3, zostają wyemitowane cztery krótkie sygnały dźwiękowe. Sygnalizują one rychłe zakończenie czasu włączenia światła. Wystarczy jednak jeszcze czasu na ponowne naciśnięcie przycisku S1. Jeżeli nie zostanie on naciśnięty, skończy się ostatnia część cyklu i ponownie rozlegną się cztery sygnały dźwiękowe. Po ostatnim z nich Q12 przechodzi w stan wysoki, co wywołuje wyzerowanie przerzutnika i rozwarcie styków przełącznika.

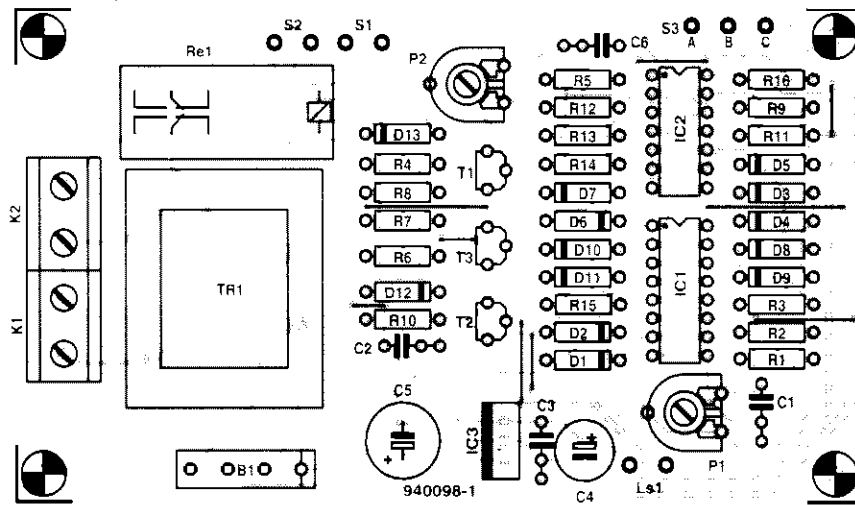
Czasem może okazać się potrzebne wyłączenie funkcji timera; w tym celu dodano przełącznik S3. W pozycji A sterujący przełącznikiem tranzystor T2 jest podtrzymywany rezystorem R16. W rezultacie lampa świeci bez przerwy, niezależnie od stanu przerzutnika i licznika. W pozycji C baza T2 jest stale połączona z masą, światło

jest zatem wyłączone na stałe. Przełącznik S3 można pominąć, jeżeli powyższe opcje nie są wykorzystywane. Zasilacz jest standardowy. Składa się z transformatora Tr1, prostownika B1, kondensatora filtrującego C5, trójkątowego stabilizatora IC3 i kondensatorów C3, C4.

Diodowa bramka AND

Działanie dostarczającej sygnału ostrzegawczego diodowej bramki AND wymaga osobnego omówienia. Najpierw jednak trzeba przyrzeć się oznaczeniom wyjść licznika IC1, wywołały one bowiem uprzednio wiele nieporozumień.

Nieporozumienia te biorą się głównie z różnic w oznaczeniach różnych producentów 4060 (SGS, Motorola, Philips, National Semiconductors itp.). Zaskakujące jest, że na wyjściu licznika oznaczonym Q3 otrzymuje się częstotliwość zegarową podzieloną przez 16 (2⁴), a nie, jak należałoby oczekiwać, przez 8 (2³). Tymczasem jednak to właśnie czas trwania stanu wysokiego i stanu niskiego jest równy ośmiu okre-



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płycie drukowanej automatycznego timera do oświetlenia.

som zegarowym. Trzeba o tym pamiętać przy wyznaczaniu czasu za pomocą diodowej bramki AND, jak to ma miejsce w tym przypadku. Wyjścia bramki AND tworzą anody sześciu diod. Transystor T1 zaczyna przewodzić jeżeli Q11, Q9, Q8, Q7, Q6 i Q3 równocześnie są w stanie wysokim. Zdarza się to po następującej liczbie cykli zegarowych:

$$2048 + 512 + 256 + 128 + 64 + 8 = 3016$$

Ilość stanów licznika wynosi 4096, ostrzeżenie jest więc emitowane po upływie około trzech czwartych zadanego czasu. Dzięki pominięciu Q5 i Q4 sygnał w powyższej serii zostaje podzielony na cztery odrębne dźwięki, natomiast brak Q10 wprowadza przerwę pomiędzy pierwszą a drugą serią sygnałów dźwiękowych. Przejście Q12 w stan wysoki kończy czas świecenia. Następuje to po 4096 cyklach zegarowych.

Wykonanie

Mozaika ścieżek płytki drukowanej przeznaczonej dla timera jest pokazana na wkładce, rozmieszczenie elementów na tej płycie pokazano na rysunku 3. Na płycie mieszczą się wszystkie elementy poza wyłącznikami i głośnikiem.

Układ jest połączony z siecią, należy więc zwrócić szczególną uwagę na bezpieczeństwo. Izolacja złącz zaciskowych K1 i K2 musi być odpowiednia do napięcia sieci. Przewody sieciowe, przyłączone do tych zacisków, muszą być zabezpieczone izolacyjnymi przelotkami i odgiętkami. Obudowa

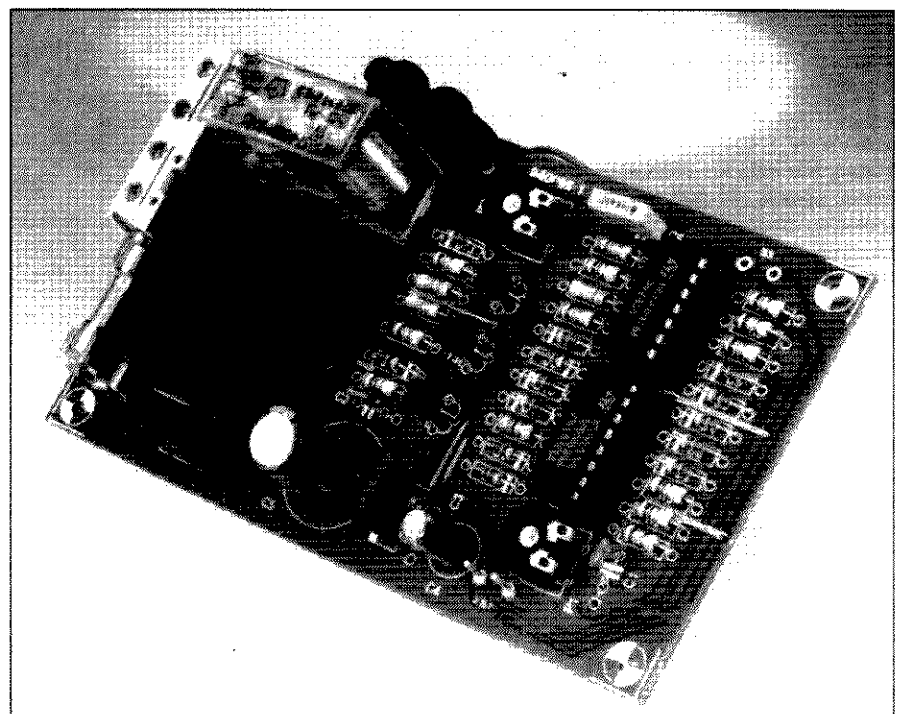
powinna być wykonana z tworzywa sztucznego, zgodnego z wymaganiami dla urządzeń zasilanych z sieci. Głośnik i przełączniki S1, S2 (ewentualnie S3) można umieścić w pokrywie. Punkty, z którymi trzeba je połączyć, są oznaczone wyraźnie na płycie. Przepływa przez nie niewielki prąd, można więc użyć do nich zwyczajnych przewodów montażowych.

Regulacja

Układ zawiera dwa elementy regulacyjne którymi są potencjometry montażowe. Ważniejszym z nich jest P1, który wyznacza częstotliwość zegarową, a zatem czas świecenia lampy.

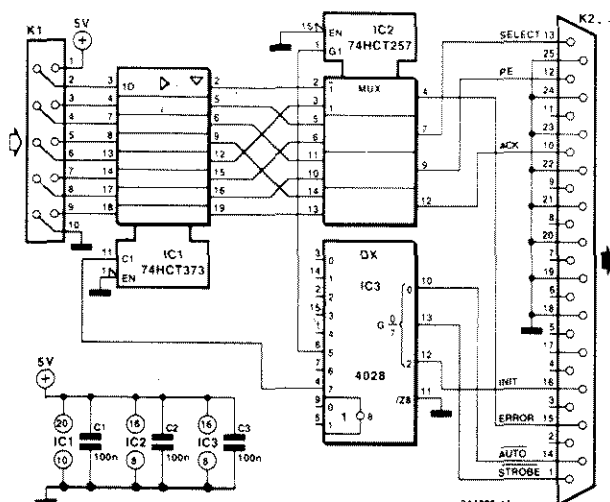
Jego regulację przeprowadza się doświadczalnie, dla otrzymania wymaganego czasu świecenia. Użyte elementy zapewniają jego regulację w granicach od 2 do 10min. Jeżeli czas 10min jest za krótki lub 2min za długi, można odpowiednio zwiększyć lub zmniejszyć C1, R1 i/lub P1.

Częstotliwość sygnału ostrzegawczego reguluje się za pomocą P2. Trzeba przewizorycznie połączyć kolektor T1 z emiterem, aby generator sygnału działał bez przerwy i doregulować częstotliwość do pożądanej wielkości. W niektórych przypadkach może okazać się pożądane zwiększenie ilości przycisków włączania i wyłączania. Można je połączyć równolegle z S1 i S2.



Dział "101 układów" zawiera krótkie opisy użytecznych, aczkolwiek niezbyt skomplikowanych układów. Pismo ELEKTOR tradycyjnie publikuje pełen zbiór ponad stu takich projektów w podwójnym numerze lipcowo-sierpniowym (7/8) oraz grudniowym (12). W polskim wydaniu Elektora ten zbiór został podzielony na części publikowane w kolejnych numerach czasopisma.

Wejście Centronics



Większość posiadaczy komputerów PC wie, że ich maszyna jest wyposażona w równoległy port drukarkowy - tzw. złącze Centronics. Nie wszyscy zdają sobie jednak sprawę, że port ten jest zdolny do czegoś więcej niż tylko do sterowania drukarką. W artykule tym pokażemy, jak przy pomocy małego układu pomocniczego i krótkiego programu napisanego w Pascalu możemy przy pomocy tego łącza czytać 8-bitowe słowa.

Wykorzystujemy tutaj fakt, że łącze drukarkowe oprócz 8 linii wyjściowych posiada także szereg linii sterujących umożliwiających koordynację współpracy PC-ta z drukarką. W proponowanym rozwiązaniu wykorzystamy następujące linie sterujące: STROBE, AUTO, INIT (wyjścia) oraz ACK, PE, SELECT i ERROR (wejścia). Ośmiobito-

we dane zostają podzielone na dwa kolejno czytane 4-bitowe półsłowa (nibbles). Przelącznie pomiędzy tymi półsłowami realizuje multiplexer 74HCT257. IC1 spełnia funkcję bufora i normalnie jego wyjścia znajdują się w stanie wysokiej impedancji. Zadaniem IC3 jest otwieranie bufora poprzez podanie sygnału na jego wejście C1 i przełączanie multiplexera pomiędzy dwoma półsłowami (wejście G1). Program gwarantuje prawidłowe sterowanie tymi trzema układami scalonymi - napisany jest w Pascalu i może być przetworzony dowolnym jego kompilatorem.

R.v.Steenis

program readprc;

type tnt;

var LPR, Max, Input_New, Total_Old : integer;

Ctrl_ReadByte : integer;

const Base_Address = 0177;

	17	16	15	14	13	12	11	10
readbyte	X	14	13	12	11	X	X	X

begin

initialisation;

clear;

Ctrl := Base_Address+2; {Base address can be 0180, 0178 or 0176}

readbyte := Base_Address+1; {depending on printer port number used}

Total_Old := Total_New-1;

gotoxy(10,10); write('Value LSB ');

gotoxy(10,11); write('Value MSB ');

gotoxy(10,12); write('Total value ');

gotoxy(10,13); write('Inputs ');

{repeat until key pressed;

repeat

port[Ctrl]:=0;

port[Ctrl]:=1; {latch Total_New value in buffer}

port[Ctrl]:=0;

LSB := port[readbyte]; {read 4 LSBs into memory}

MSB := (LSB and 078) div 4; {shift right three positions}

port[Ctrl]:=0; {select 4 MSBs}

delay(1); {wait 1 ms}

MSB := port[readbyte]; {read 4 MSBs into memory}

Total := (MSB and 078) div 4; {shift right three positions}

Total_New := LSB+MSB*16;

if Total_New <> Total_Old then {input changed}

begin

gotoxy(10,10);

write('LSB: '); {write 4 LSBs to screen}

gotoxy(10,11); write('MSB: '); {write 4 MSBs to screen}

gotoxy(10,12); write('Total_New: '); {write decimal value to screen}

gotoxy(10,13); {and binary value}

write((Total_New and 128) div 128); {write bit1 to screen}

write((Total_New and 64) div 64); {write bit2 to screen}

write((Total_New and 32) div 32); {write bit3 to screen}

write((Total_New and 16) div 16); {write bit4 to screen}

write((Total_New and 8) div 8); {write bit5 to screen}

write((Total_New and 4) div 4); {write bit6 to screen}

write((Total_New and 2) div 2); {write bit7 to screen}

write((Total_New and 1) div 1); {write bit0 to screen}

end;

Total_Old := Total_New; {save new value as old}

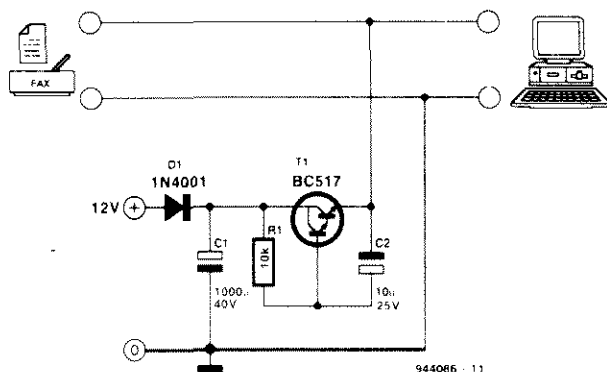
until keypressed;

end;

[illegible]

Jeśli ktoś posiada fax i jednocześnie w swym komputerze kartę faxową (z odpowiednim oprogramowaniem), może w łatwy sposób taki zestaw wykorzystać jako drukarkę i scanner. Zdolność rozdzielcza takiego systemu (200x100dpi) jest do zaakceptowania, a gdy nasz fax może pracować w trybie "Fine", wówczas rozdzielczość zestawu wzrasta do 200x200dpi. Obsługa jest prosta: wkładamy do faxu arkusz z tekstem a na ekranie monitora, po przyciśnięciu kilku klawiszy, ukazuje się ten tekst - możemy go zapamiętać jako grafikę bitową. Można też sytuację odwrócić - dowolny tekst lub grafikę znajdujące się w komputerze możemy wydrukować za pomocą faxu. Korzystając z własności systemu jest to, że nie pojawia się żaden problem

związany z wzajemną kompatybilnością sprzętu. Niestety może pojawić się mała trudność. Jeśli nie mamy do dyspozycji linii telefonicznej, wtedy fax i karta faxowa nie będą zasilane i nie mogą siebie wywoływać. Rozwiązanie problemu nie jest trudne. Wystarczy do dwuprzewodowej linii łączącej oba urządzenia (fax i kartę faxu) podłączyć równolegle zasilacz (wg schematu na rysunku) ze źródłem prądowym (T1) na wyjściu. Jako źródło energii można zastosować sieciowy zasilacz wtyczkowy. Oba faxy pobierają średnio po ok. 40mA (wartość ta może znacznie się zmieniać). Źródło prądowe umożliwia zamianę prądu pobieranego przez fax na zmiany napięcia, a te właśnie przenoszą informacje. D1 zabezpiecza układ przed skutkami przypadkowej zmiany polaryzacji zasilacza wtyczkowego.



Jakaś cenę za prostotę układu musimy jednak zapłacić. Całość funkcjonuje tylko wtedy, gdy fax i karta faxowa zostaną uruchomione ręcznie; należy to sobie

uświadomić jeszcze przed zmontowaniem układu - uzyskanie sygnału "dzwonienia" na tym łączu jest niemożliwe.

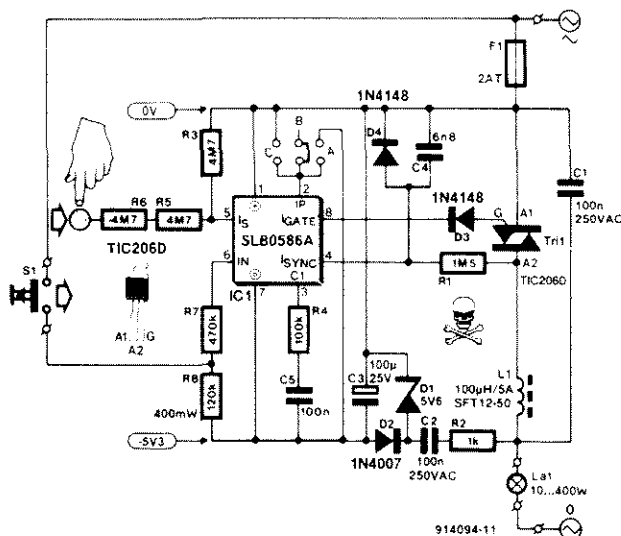
Przełącznik CMOS

Przy pomocy nowego układu scalonego Siemens (SLB 0586A) można zrealizować ściemniacz ze sterowaniem sensorowym. W połączeniu ze standardowym triakiem TIC206D można z powodzeniem regulować jasność świecenia żarówek 10....400W. Indukcyjność L1 (100μH/5A) zapewnia konieczną eliminację zakłóceń.

Działanie układu jest proste: przy pomocy R1, C4 i D4 z napięcia sieciowego są formowane impulsy synchronizujące. Napięcie zasilania 5,3V otrzymuje się przy pomocy R2, C2, C3, D1 i D2. Płytkę sensora jest dołączona do układu scalonego poprzez dwa szeregowo połączone rezystory 4,7MΩ. Ponieważ układ i sensor są połączone galwanicznie z siecią, to w żadnym wypadku nie należy tych dwóch rezystorów zastępować jednym 10MΩ. Ściemniacz może być wykorzystany również jako przełącznik. Przycisk S1 można dołączyć do układu nie dokonując w nim żadnych innych zmian.

W układzie występują trzy zwo-ry, przy pomocy których można

wybrać jeden z trzech trybów pracy. Zwora w pozycji B umożliwiała włączanie żarówki na poziomie ostatnio nastawionym, natomiast w pozycji A lub C - na poziomie minimalnym. Zwora w pozycji B i C odwraca kierunek procesu ściemniania - w stosunku do kierunku związanego z pozycją A, a więc z kierunku jasno-ciemno. Jeśli sensor zostanie dotknięty na czas 50...400ms to lampa zapala się lub gaśnie, przy dłuższym przytrzymaniu rozpoczyna się proces ściemniania.



Wykaz elementów

Rezystory

R1: 1,5MΩ
R2: 1kΩ
R3, R5, R6: 4,7MΩ
R4: 100kΩ
R7: 470kΩ
R8: 120kΩ

Kondensator

C1, C2: 100nF/250VAC
C3: 100μF/25V
C4: 6,8nF
C5: 100nF

Półprzewodniki

D1: dioda Zenera 5,6V

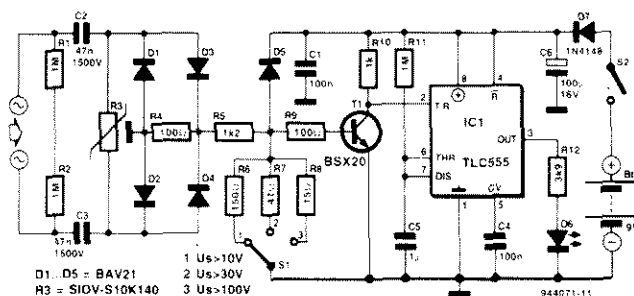
D2: 1N4007
D3, D4: 1N4148
Tri1: TIC206D

Różne

L1: dławik 100μH/5A
(SFT12-50)
F1: bezpiecznik rurkowy 2AT
S1: przycisk zwierny

Detektor zakłóceń szpilek

Napięcie sieci nie ma niestety czystego sinusoidalnego przebiegu, jest ono zaśmiecone przez różne zakłócenia pochodzące nie tylko od producenta energii, ale przede wszystkim od użytkowników. Zakłócenia impulsowe, zwane szpilekami, mogą osiągać napięcie 1000V i trwać zazwyczaj od 0,1µs do 10µs. W praktyce okazuje się być ważną informacją, czy mamy do czynienia z takimi szpilekami, które zakłócają podłączone urządzenia lub mogą je całkowicie uszkodzić. Umożliwia to podjęcie odpowiednich zabiegów odciążających i zabezpieczających. Układ pokazany na rysunku wykrywa szpilki i sygnalizuje ich obecność przy pomocy LEDa. Przy pomocy przełącznika S1 można ustawiać próg czułości detektora na 10V, 30V i 100V. Poprzez kondensatory C2 i C3 szpilki są podawane na dwukierunkowy prostownik D1...D4. Rezystor obciążający R4 wraz z kondensatorami tworzy filtr górnoprzepustowy, dzięki czemu nominalna częstotliwość sieci 50Hz właściwie nie jest przenoszona - na R4 napięcie o częstotliwości 50Hz wynosi tylko 230mV. Krótkie szpilki przechodzą przez C2 i C3 niemal bez przeszkód. Warystor R3 ogranicza napięcie szpilek do 140V.



Napięcie szpilek podawane jest na dzielnik złożony z rezystorów R5 i R6/R7/R8. D5 eliminuje możliwość pojawienia się w punkcie połączenia R5 z R9 napięcia większego o 0,6V od napięcia zasilania układu.

Dzielnik napięcia jest tak dobrany, aby przy przekroczeniu zakresu napięcia na bazie T1 osiągnęło 0,6V. Tranzystor zaczyna przewodzić i wyzwala uniwbibrator zrealizowany na układzie TLC555. Stała czasowa, określona przez R11 i C5, wynosi ok. 1s. Po wykryciu szpilki LED D6 świeci przez 1s. TLC555 możeysterować tylko LED o dużej wydajności (high efficiency). R1 i R2 powodują rozładowanie kondensatorów wejściowych po odłączeniu układu od sieci. Mimo że

Wykaz elementów

Rezystory

R1, R2, R11: 1MΩ
R3: warystor SIOV-S10K140
R4, R9: 100Ω
R5: 1,2kΩ
R6: 150Ω
R7: 47Ω
R8: 15Ω
R10: 1kΩ
R12: 3,9kΩ

Kondensatory

C1, C4: 100nF

C2, C3: 47nF/1500V

C5: 1µF, foliowy

C6: 100µF/16V

Półprzewodniki

D1...D5: BAV21

D6: LED, wg tekstu

D7: 1N4148

T1: BSX20

IC1: TLC555

Różne

S1: przełącznik trójpozycyjny

S2: włącznik

B1: bateria 9V

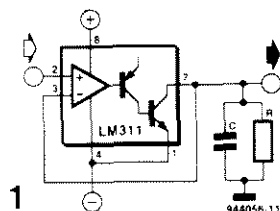
kondensatory te wytrzymują napięcie 1500V i separują galwanicznie układ od sieci, to jednak ze względu na bezpieczeństwo pracy całość powinna być zmontowana w izolującej obudowie. Do zasilania układu

jest przewidziana baterijka 9V; układ pobiera w stanie oczekiwania jedynie 0,16mA, zaś gdy świeci LED - 2mA.

Pomiarowy prostownik napięcia międzyszczytowego

Przedstawiony układ mierzy międzyszczytową wartość napięcia zmiennego (U_{ss}) w zakresie od kilku miliwoltów do kilku woltów i to dla częstotliwości sięgających 200kHz - jest więc przydatny nie tylko w obszarze niskich częstotliwości.

Idea pomiaru jest prosta. Jako detektor wartości szczytowej służy scalony komparator z wyjściem typu otwarty kolektor (rysunek 1). Kondensator C zostaje naładowany do określonej wartości. Jeśli sygnał wejściowy spadnie poniżej tej wartości, tranzystor wyjściowy zacznie przewodzić, w wyniku czego napięcie na kondensatorze bar-



dzo szybko wzrośnie w kierunku ujemnego napięcia. Jak tylko napięcie na kondensatorze osiągnie wartość napięcia wejściowego, jego ładowanie zakończy się. Zgodnie z opisanym mechanizmem napięcie na kondensatorze przyjmuje war-

tość najbardziej ujemnego napięcia wejściowego. Ponieważ kondensator ciągle (ale powoli) może się rozładowywać przez rezystor R, w efekcie napięcie na kondensatorze podąża za napięciem wejściowym.

Układ pokazany na rys. 1 mierzy oczywiście tylko ujemne wartości napięcia zmiennego. Pełny pomiar wartości szczyt-szczyt daje się wtedy zrealizować, jeśli zastosuje się dodatkowo analogiczny układ dla napięć dodatnich, co pokazano na schemacie elektrycznym (rysunek 2). IC1 wraz z C1 "wyłapuje" dodatnie szczyty, zaś IC2 z C2 - ujemne. Dwa filtry dolnoprze-

pustowe R3-C3 i R6-C4 eliminują niepożądane zakłócenia. IC3 odwraca dodatnie wartości napięcia, aby przy pomocy IC4 można je było zsumować z wynikiem dla napięć ujemnych. Ponieważ ten sumator jednocześnie także wprowadza zmianę znaku, w efekcie znak napięcia na wyjściu odpowiada znakowi napięcia wejściowego.

Szerokość pasma proponowanego układu zależy przede wszystkim od typu użytych wzmacniaczy operacyjnych. Przy wartościach elementów podanych na rys. 2 napięcie prostokątne i trójkątne może być poprawnie zmierzone do częstotliwości

200kHz. Najniższa mierzona częstotliwość zależy od wartości kondensatorów C1 i C2. Przy 10µF wynosi ona około 500Hz. Aby móc mierzyć napięcia do częstotliwości 20Hz należy wartość kondensatorów powiększyć do 220µF. Zgodnie z ideą pomiaru powiększenie wspomnianych pojemności wydłuża czas reakcji - przy skoku napięcia na wejściu ustala się po ok. 2..3 sekundach. Najlepiej więc przewidzieć jako C1 i C2 po dwa przełączane kondensatory, aby mieć do dyspozycji dwa zakresy częstotliwości (20Hz...500Hz i 500Hz...200kHz). Kondensatory C1 i C2 muszą być unipolarnie. Jeżeli z góry wiadomo, że mierzone będzie napięcie zmienne bez składowej stałej, można użyć normalnych kondensatorów elektrolitycznych.

Wielkość napięcia zasilania zależy od maksymalnej amplitudy mierzonego napięcia. Dla napięcia wejściowego 4V_{ss} wystarczy napięcie zasilania ±6V. Dla wyższych napięć wejściowych napięcie zasilania można podnieść do ±15V. Napięcie zasilania powinno być stabilizowane typowym scalonym stabilizatorem. Dla zastosowań przenośnych można zastosować dwie baterie 9V -

Wykaz elementów

Rezystory

R1, R4: 2,2kΩ
R2, R5: 100kΩ
R3, R6: 100Ω
R7, R8, R10...R12: 100kΩ, 1%
R9, R13: 47kΩ
P1, P2: 2,2kΩ
P3, P4: 10kΩ

Kondensatory

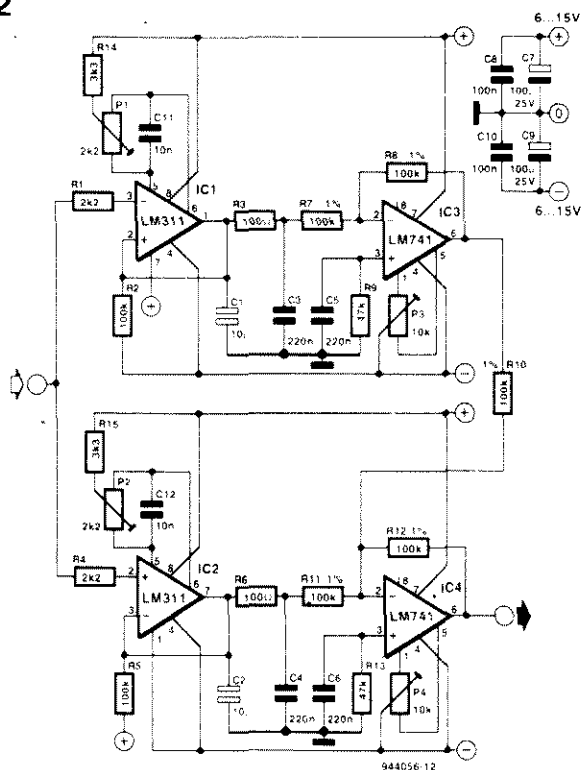
C1, C2: 10µF, unipolarnie
C3...C6: 220nF
C7, C9: 100µF/25V
C8, C10: 100nF
C11, C12: 10nF

Półprzewodniki

IC1, IC2: LM311
IC3, IC4: LM741

pobór prądu wynosi maksymalnie 20mA. Zestrojenie układu ogranicza się do ustawienia offsetu. Przy wejściu zwartym do masy napięcie na C1 nastawiamy na zero przy pomocy P1, zaś na C2 przy pomocy P2. Gdy zabieg ten wykonamy precyzyjnie, to przy pomocy P3 możemy sprowadzić do zera napięcie na wyjściu IC3; analogicznie postępujemy z P4 dla IC4. Napięcie mierzone pojawia się na końcówce 6. Przy tak wykonanej kalibracji dają się mierzyć napięcia od 10mV_{ss}.

2



Uniwersalny port czujników

Jeśli mamy podłączyć czujnik do przetwornika A/C, wówczas najczęstszą jest konieczność interfejsu, który sygnał z czujnika wzmacnia i daje możliwość ustawienia offsetu. Na rysunku pokazano rozwiązanie pretendujące do miana uniwersalnego.

Większość przetworników A/C posiada wejście dla napięcia odniesienia, które jest połączone z wewnętrznym dzielnikiem napięcia. Dzielnik ten dostarcza napięcia, z którym jest porównywane napięcie przetwarzane. Napięcie odniesienia często służy również jako napięcie zasilające mostek pomiarowy zawierający czujnik - takie rozwiązanie eliminuje, w pewnym stopniu, ewentualne wahania napięcia referencyjnego. W ten sposób można uniknąć konieczności zastosowania szczególnie precyzyjnej stabilizacji napięcia referencyjnego. Jest to możliwe dzięki temu, że przetwornik A/C nie przetwarza wartości absolutnej napięcia mierzonego, a jedynie różnicę tego napięcia i napięcia odniesienia. W przykładzie przedstawiono zastosowanie

Wykaz elementów

Rezystory

R1: 100Ω
R2: 4,02kΩ, 1%
R3: KTY81-2
R4: 39kΩ
R5: 15kΩ
R6: 150kΩ
P1: 2kΩ

Kondensatory

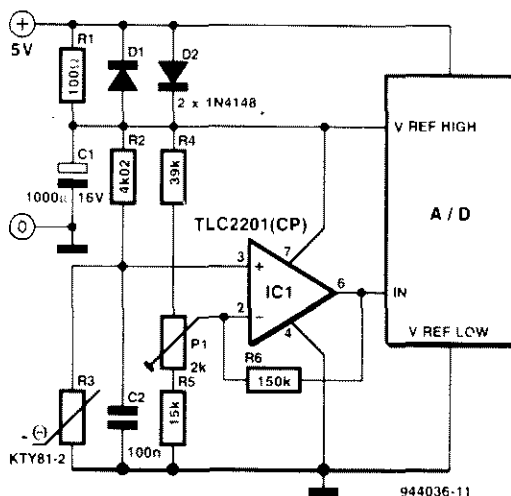
C1: 1000µF/16V
C2: 100nF

Półprzewodniki

IC1: TLC2201(CP)
D1, D2: 1N4148

czujnika temperatury z ujemnym współczynnikiem temperaturowym 0,75%, a więc zmieniającym wartość swej rezystancji o 0,00075R_{MAX}. W zależności od tego, jaki zakres temperatury z jaką rozdzielczością ma być mierzony, należy odpowiednio wzmocnić różnicę napięć na przekątnej mostka pomiarowego.

Zadanie to może w zasadzie zrealizować każdy wzmacniacz operacyjny; w tym przypadku zastosowano nowoczesny układ



TLC2201. Wzmacniacz ten łączy niskie szumy z bardzo małym offsetem i przy małym obciążeniu (1mA) może być wystawiany do poziomów różniących się o 0,2V od napięć zasilania. Tania wersja (CP) tego wzmacniacza ma nieco gorsze parametry od wersji A lub B, ale tutaj mogła być z powodze-

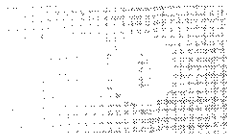
niem zastosowana. Jak wynika ze schematu, C1 i R1 filtrują napięcie 5V, które wprowadzić nie jest szczególnie stabilizowane, to z powodzeniem służy jako napięcie odniesienia. D1 i D2 eliminują możliwość zbyt małej różnicy pomiędzy napięciem zasilania a napięciem referencyjnym - dla wielu prze-

tworników stanowi to istotny problem. W jednej z gałęzi mostka pomiarowego znajduje się potencjometr do korekcji zera, zaś w drugiej - czujnik NTC. R2 jest nie tylko częścią mostka, ale także ele-

mentem linearyzującym charakterystykę KTY81-2 (zgodnie z zaleceniem firmy Philips). Stosując KTY81-1 należy zastosować dla R2 wartość o połowę mniejszą - rezystancja tego czujnika jest

też dwa razy mniejsza. C2 tłumia ewentualne zakłócenia w postaci "szpilek" napięciowych. Wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego określa R6 - jego wartość może być zmieniana

w szerokim zakresie. Dla wartości podanej na schemacie wzmocnienie wynosi około 14. Pobór prądu przez układ jest mały i wynosi kilka mA.

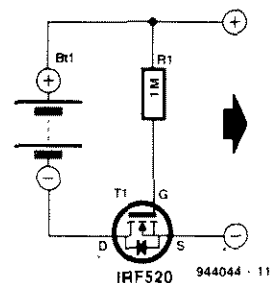


Zabezpieczenie przed ujemną biegunowością

Urządzenia zasilane z baterii zaopatrzone są na ogół w element zapobiegający skutkom błędnego jej podłączenia. Jest to najczęściej dioda. Ze względu na wielkość spadku napięcia na diodzie nie zawsze jest on do pominięcia, zwłaszcza gdy zależy nam na każdych kilkudziesięciu miliwoltach. W takiej sytuacji należy skorzystać z propozycji pokazanej na rysunku.

MOSFET z kanałem typu N jest włączony w obwód ujemnego bieguna zasilania. Transzystor przewodzi tylko wtedy, gdy na jego bramce panuje dodatnie napięcie względem

źródła (S); warunek ten jest zapewniony przez R1. FETy z kanałem N wykazują istotne zależności w stosunku do FETów z kanałem P: ich rezystancja przewodzenia $R_{ds(on)}$ jest znacznie mniejsza - w efekcie straty są mniejsze, co jest szczególnie istotne zwłaszcza przy dużych prądach. Jeśli nie jest możliwe zastosowanie FETa z kanałem N, można zastosować FET z kanałem P - powinien on być włączony w dodatni przewód obwodu zasilania. W tym wypadku musimy się liczyć z większymi stratami mocy. Oferta rynkowa FETów z kanałem N jest bogata. Zasto-



Prąd	Spadek napięcia bez chłodzenia	Spadek napięcia z chłodzeniem 21K/W
12mA	2,2mV	2,4mV
0,12A	21,9mV	26mV
0,24A	43,3mV	0mV
0,45A	87,3mV	90mV
0,98A	223mV	210mV
1,87A	0,5V	0,42V
2,61A	1,1V	...
2,74A	...	0,64V

sowany tu IRF520 jest tylko przykładem, można z powodzeniem użyć także IRF540 lub BUZ11. Całkiem świadomie włączono go "faktycznie": prąd płynie w odwrotnym (do nominalnego) kierunku (od źródła do drenu). Uzasadnione jest to faktem istnienia "zabezpieczającej" diody, która mogłaby przewodzić przy fałszywie podłączonym zasilaniu. Dioda ta, zgodnie z danymi katalogowymi, może być tak samo obciążana jak kanał źródło/dren. Dla

IRF520 prąd ten wynosi 9,2A, zaś dla IRF540 - 28A. W tabelce pokazano, z jakim spadkiem napięcia powinniśmy liczyć przy danym prądzie i jaki wpływ ma zastosowanie radiatora. Przy dużych prądach spadek napięcia na chłodzonym tranzystorze jest znacznie mniejszy niż bez chłodzenia. Dane w tabelce sporządzono dla 12V - przy mniejszym napięciu należy się liczyć z większą rezystancją przewodzenia.

WES ELEKTRONIKA ELEKTROTECHNIKA SYSTEMY STEROWANIA

02-743 Warszawa ul. J. S. Bacha 22, tel. (022) 43 17 68, fax. (022) 40 57 54

**Wypróbowany partner
w automatyzacji przemysłu
oferuje niezawodne i tanie:**

>> PROGRAMOWANE STEROWNIKI LOGICZNE
mikroprocesorowe sterowanie obiektami przemysłowymi

>> ZBLIŻENIOWE CZUJNIKI INDUKCYJNE
sygnalizacja ruchomych części maszyn

>> CZUJNIKI POJEMNOŚCIOWE
reakcja na zbliżenie tworzyw, drewna, cieczy itd.

>> INDUKCYJNE CZUJNIKI RUCHU
kontrola prędkości części metalowych

>> KONTROLERY SILNIKÓW TRÓJFAZOWYCH
kolejność i poziom faz, temperatura silnika

>> REGULATORY TEMPERATURY
regulacja dwupiętowa z czujnikiem krzemowym

>> UKŁADY ODTWARZANIA MOWY
sterowany odczyt komunikatów, alarmów, reklam

Zapraszamy!

>ELTRON<

Dystrybutor
SGS-THOMSON

Mikrokontrolery:

- 8-bitowe ST62T10/15/20/25
- 8-bitowe z EEPROM-em ST62T60/65
- 8-bitowe sterowniki LCD ST62T40/42/45
- 8/16-bitowe ST90T...
- 16-bitowe ST10F...

Narzędzia: programatory, emulatory...

szkolenia, katalogi, doradztwo

50-053 WROCŁAW, ul. Szewska 3
tel. (071) 44 25 32, 44 70 51 w. 250, fax (071) 44 11 41
01-793 WARSZAWA, ul. Rydygiera 12, tel/fax (02) 663 47 84
80-748 GDANSK, ul. Chmielna 26, tel/fax (058) 46 28 47

Jak kupować kity, płytki i podzespoły do projektów publikowanych w EE?

Redakcja EE proponuje Czytelnikom trzy źródła zaopatrzenia:

1. Sieć obsługi Czytelników Elektora, której siedziba znajduje się w Holandii. Z tej sieci sprowadzamy:

- ✓ płytki drukowane (do niektórych projektów oferujemy również płytki produkcji krajowej - ok. 3-krotnie tańsze),
- ✓ zaprogramowane EPROM-y, mikrosterowniki, PAL-e i GAL-e,
- ✓ programy na dyskietkach,
- ✓ folie płyt czołowych.

Szczegółowa oferta na te artykuły znajduje się na str. 63 i 64. Czas realizacji zamówień - 2...6 tygodni.

2. Inne podzespoły - oferta ogólna AVT publikowana w Elektronice Praktycznej oraz oferty wielu innych dystrybutorów podzespołów ogłaszających się na łamach Elektora Elektronika i Elektroniki Praktycznej.

Kity Elektora (bez podatku VAT)

Tytuł artykułu	Nr EE	Kod	Uwagi	Cena
Karta przetwornika obrazu TV do PC	E-01/93	E-930102	z oprogramowaniem	538,-
Odbiornik VHF/UHF	E-01/93	E-930103	zawiera obudowę i płytkę (bez transformatora)	690,-
Odbiornik VHF/UHF	E-01/93	E-930103-1	zestaw j.w., bez obudowy	640,-
Cytrowy miernik częstotliwości do odbiornika VHF/UHF	E-02/93	E-930201	zawiera obudowę, płytkę i transformator sieciowy	334,-
Jednopłytkowy komputer 80C535	E-04/94	E-940401	monitor EMON 52, EPROM, katalog assembler 80C535	450,-
Eliminator blokady kopii	E-04/94	E-940402	zawiera płytkę, GAL i MACH	290,-

Redakcja EE zdaje sobie sprawę z trudności z kompletowaniem podzespołów do budowy urządzeń publikowanych w Elektorze. Większość z tych podzespołów jest dostępna w ofercie AVT. Niektórzy Czytelnicy zapewne chcieliby skorzystać bezpośrednio z oferty firm zagranicznych, oferujących podzespoły i kity do artykułów publikowanych w Elektorze. Dla tych Czytelników publikujemy niżej adresy takich firm, działających na terenie Niemiec i Anglii.

Geist Electronic-Versand GmbH
Hans-Sachs-Strasse 19
D-78054
VS-Schwenningen
tel. 0 77 20/3 66 73
fax 0 77 20/3 69 05

Segor Electronics
Kaiserin-Augusta-Allee 94
10589 Berlin
tel. (030) 344 97 94
fax (030) 345 3968

CRICKLEWOOD ELECTRONICS LIMITED
40 Cricklewood Broadway,
London NW2 3ET
tel. 0181 450 0995
fax 0181 208 1441

GREENWELD
27 Park Road
Southampton SO1 3TB
tel. 01703 236 363
fax 01703 236 307

HECK-ELECTRONICS
Waldstrasse 13
54578 Oberbettingen
tel. 0 65 93/10 49
fax 0 65 93/10 40

Dieselhorst Elektronik
Postfach 400114
32399 Minden
Lubbecker Str. 12
32429 Minden
tel. 0 571/57 514
fax 0 571/580 06 33

D.P. HOBBS (Norwich) LTD
13 St. Benedict Street
Norwich NR2 4PE
tel. 01603 615 786

OMNI ELECTRONICS
174 Dalkeith Road
Edinburgh EH16 5DX
tel. 0131 667 2611

Dział Obsługi Czytelników

Przedstawiamy ofertę na płytki drukowane, EPROM-y, dyskietki, itd., pochodzące ze światowej sieci obsługi Czytelników Elektora. Oferujemy również **płytki wyprodukowane w kraju** z zachowaniem standardów technologicznych zgodnych ze stosowanymi w oryginalnych płytkach holenderskich, ale kilkakrotnie tańsze od importowanych. Płytki te mają oznaczenia cyfrowe identyczne z oryginalnymi, lecz poprzedzone literą P. **Ceny bez podatku VAT.**

Tytuł artykułu	Kod	Cena w zł	Tytuł artykułu	Kod	Cena w zł
Płytki drukowane					
<i>(Znak + oznacza, że płytkę można nabyć wyłącznie z programem na dyskietce lub w EPROMie)</i>					
Wielofunkcyjny częstościomierz 1,2GHz (płytką z EPROM-em 6141)	EE 1/93	920095 +	138,-	Zegar MAXI-MICRO	EE 1/93 930020 76,-
Karta opto-przełącznikowa 1°C	EE 1/93	P-930004	12,-	Wilgotnościomierz doniczkowy (czujnik)	EE 1/93 934031 22,50
Karta przetwornika obrazu TV do PC (płytką z dyskietką 1831)	EE 1/93	P-930007 +	89,-	Wilgotnościomierz doniczkowy (zasilacz)	EE 1/93 934032 20,-
Odbiornik VHF/UHF	EE 1/93	926001	95,-	Generator sygnału FM stereo	EE 2/93 920155 105,-
Trójdrożny aktywny system głośnikowy	EE 1/93	P-930016	19,50	Cytrowy miernik częstotliwości do odbiornika VHF/UHF	EE 2/93 926001-2 58,-
				Lutownica do SMD	EE 2/93 930065 48,-
				Multimetr o rozmytej logice - 1	EE 2/93 920049-2 100,-
				Miernik amperogodzin	EE 2/93 930068 70,-
				Sterowanie zapisu głosem	EE 3/93 934039 30,-

Dział Obsługi Czytelników

Tytuł artykułu		Kod	Cena w zł	Tytuł artykułu		Kod	Cena w zł
Wzmacniacz mocy z filtrem pasmowym mowy	EE 3/93	930071	34,-	Nadajnik kodu RCS	EE1/95	944106-C+	65,-
Precyzyjny zegar do komputera (płytką z dyskieta 1871)	EE 3/93	930058 +	62,-	Przetwornik napięcia 1--->3 fazy (płytką + GAL + EPROM)	EE2/95	940077-C+	422,-
Multimetr o rozmytej logice - 2 (płytką z dyskieta 1721)	EE 3/93	920049-1 +	110,-	Samochodowy wzmacniacz audio, cz. 3	EE2/95	940078-2	242,-
Konwerter na niższy zakres pasma VHF	EE 3/93	926087	76,-	Zasilacz odporny na zakłócenia w.cz.	EE2/95	940054-1	72,-
Zasilacz-tester	EE 3/93	P-930033	29,-	Kit wprowadzający do isp (płytką + oprogramowanie)	EE2/95	940093-C+	172,-
Wzmacniacz średniej mocy na HEXFET ach	EE 1/94	930102	63,-	Multipleksier MIDI	EE2/95	930101	120,-
Przełącznik sygnałów wizyjnych (SCART)	EE 1/94	930122	71,-	Karta diagnostyczna POST (płytką + PIC1 + PIC2)	EE2/95	950008-C+	234,-
Mikser stereo	EE 1/94	P-UPBS-1	6,-	Mini-przetwornik C/A audio	EE3/95	940099-1	104.30
Wyłącznik mocy IC	EE 1/94	930091	32,-	Ściemniacz sterowany podczerwienią	EE3/95	940109	69.40
Przełącznik modułów ROM do Atari ST	EE 1/94	930005	150,-	Generator efektów świetlnych	EE3/95	940100	46,-
Mikrosterownik 535 z emulatorem EPROMu (płytką + 6311)	EE 2/94	930103+	145,-	Uruchamianie systemów z 8031/8051 (pl. + dysk.)	EE3/95	940117C+	106.30
Tester IC (płytką + 6341)	EE 2/94	930128+	180,-	Procesor Surround	EE4/95	950012-1	168.75
Hygrometr cyfrowy (płytką + EPROM 6301)	EE 2/94	P-930104+	70,-	Samochodowy wzmacniacz audio o mocy 30W	EE4/95	950024	85.50
Mini przedwzmacniacz	EE 2/94	930106	140,-	Automatyczny timer do oświetlenia	EE4/95	940098-1	96,-
Ladowarka ogniw NiCd z mikrokontrolerem (płytką + zaprogramowany uC ST62E15)	EE 2/94	P-920162+	79,-	X86C64-EEPROM, który sam się programuje	EE4/95	940116-1	74,-
Wskaźnik widma sygnału	EE 2/94	920151	65,-	Regulator szybkości silników indukcyjnych	EE4/95	940095-1	67.50
Dekoder systemu radiowego (RDS) (płytką z EPROMem 6331)	EE 3/94	930121+	128,-	Dyskietki			
Woltomierz wartości skutecznej m.cz.	EE 3/94	930108	62.50	Karta przetwornika obrazu TV do PC (24-bitowe rozszerzenie koloru)	EE 1/93	1831	60,-
Alfanumeryczny wyświetlacz IC (płytką z dyskieta 1851)	EE 3/94	930044+	71,-	Karta opto-przełącznikowa IC	EE 1/93	1831	45,-
Tester MOSFETów mocy	EE 3/94	930107	162,-	Precyzyjny zegar do komputera	EE 3/93	1871	41,-
UART sterowany mikrosterownikiem	EE 3/94	930073	23,-	Multimetr o rozmytej logice	EE 3/93	1721	30,-
4-krotny przetwornik C/A dla PC	EE 3/94	930040	120,-	Alfanumeryczny wyświetlacz IC	EE 3/94	1851	34,-
Eliminator blokady kopii (płytką + 6321)	EE 4/94	930098+	235,-	Jednopłytkowy komputer 80C535	EE 4/94		
Wzmacniacz harmonicznych	EE 4/94	930025	70,-	Kurs assemblera 8051/8032 - wersja IBM		1661	35,-
RS232/Centronics - konwerter	EE 4/94	930134	71.50,-	Kurs assemblera 8051/8032 - wersja Atari		1681	35,-
Sampler do Amigi	EE 4/94	P-920074	7,-	Kurs assemblera 80C535	EE 5/94	1811	40,-
Jednopłytkowy komputer 80C535	EE 4/94	P-924046	16,-	Sygnalizacja siecią energetyczną	EE 6/94	1911	45,-
Konwerter 950...1750MHz	EE 4/94	P-UPBS1	6,-	Płytką rozszerzenia do 80C535	EE 7/94	1941	45,-
Automatyczny częstotściomierz cyfrowy	EE 4/94	930034	62.50	Emulator pamięci EPROM	EE 9/94	129	33,-
Liniowy miernik temperatury	EE 4/94	P-920150	8,-	Nadajnik kodu RCS	EE1/95	946199-1	49,-
Programator PIC (płytką + 7161)	EE 5/94	940048+	290,-	Kit wprowadzający do isp	EE2/95	946204-1	78,-
U2400B - ladowarka akumulatorów NiCd	EE 5/94	P-920098	11,-	Uruchamianie systemów z 8031/8051	EE3/95	946099-1	82.50
Sygnalizacja siecią - cz.1 odbiornik	EE 5/94	940021-1	46,-	EPROMy, mikrosterowniki, PALE, GALE			
Zegar MINI-MICRO	EE 5/94	930055	37,-	Wielofunkcyjny częstotściomierz 1.2GHz (1x27C256)	EE 1/93	6141	53,-
Wzmacniacz słuchawkowy	EE 6/94	P-940016	16,-	Zegar MAXI-MICRO (zegar z budzikiem)	EE 1/93	7081	58,-
Inteligentny kasownik pamięci EPROM	EE 6/94	P-940058-1	9.50	Zegar MAXI-MICRO (zegar ciemniowy)	EE 1/93	7091	58,-
Sygnalizacja siecią energetyczną, cz. 2 - nadajnik (płytką + dyskieta 1911 + EPROM 6371)	EE 6/94	940021-2+	153,-	Zegar MAXI-MICRO (zegar kuchenny)	EE 1/93	7101	58,-
Tuner TV VHF/UHF, cz. 2	EE 6/94	930064+	263,-	Hygrometr cyfrowy (1x2764)	EE 2/94	6301	48,-
Różnicowa sonda oscyloskopowa	EE 6/94	940018	37.50	Mikrosterownik 535 z emulatorem EPROMu (1xPAL + 1xGAL)	EE 2/94	6311	105,-
Lampa stroboskopowa	EE 6/94	P-940022	16.50	Ladowarka ogniw NiCd z mikrokontrolerem (1xST62E15)	EE 2/94	7071	50,-
Monitor kanałów MIDI	EE 6/94	P-930059	11,-	Tester IC (1xGAL6001)	EE 2/94	6341	150,-
Ściemniacz do oświetlenia halogenowego	EE 6/94	P-940034	4.50	Dekoder systemu radiowego (RDS) (1x27C64)	EE 3/94	6331	75,-
Wzmacniacz mocy High-End 100W				4-krotny przetwornik C/A dla komputerów PC (1xGAL)	EE 3/94	6251	49,-
- płytką układu pomocniczego	EE 7/94	P-930039	6,-	UART sterowany mikrosterownikiem (1xST62T10)	EE 3/94	7151	88,-
- płytką główną wzmacniacza	EE 7/94	P-920135-1	18,-	Eliminator blokady kopii (1xGAL16V8 + 1xMACH110)	EE 4/94	6321	212.50
- płytką układu zabezpieczającego	EE 7/94	P-920135-2	9.50	Jednopłytkowy komputer 80C535	EE 4/94		
Korektor cyfrowych sygnałów audio	EE 7/94	920169	70,-	Monitor EMON51 - kurs assemblera (1x27256 + dyskieta 1661)		6061	99,-
Płytką rozszerzenia do 80C535	EE 7/94	940025+	95,-	Monitor EMON51 - kurs assemblera (1x27256 + dyskieta 1681)		6091	99,-
Sprzęg małej mocy TTL-RS232	EE 7/94	P-920127	3,-	Programator PIC (1xPIC17C42 + dyskieta)	EE 5/94	7161	265,-
Układ sterujący dostępem do wspólnej drukarki	EE 7/94	P-920011	14,-	Kurs assemblera 80C535 (EPROM EMON52 + dyskieta 1811)	EE 5/94	6221	79,-
Cyfrowa skala częstotliwości do odbiorników KF	EE 7/94	P-920161	16,-	Zegar MINI-MICRO - budzik	EE 5/94	7111	58,-
Karta z procesorem 68HC11	EE 8/94	930123	34,-	Zegar MINI-MICRO - zegar ciemniowy	EE 5/94	7121	58,-
Tani miernik pojemności	EE 8/94	P-UPBS-1	6,-	Zegar MINI-MICRO - minutnik kuchenny	EE 5/94	7131	58,-
Optyczny sygnalizator dzwonka	EE 8/94	P-944080-1	5,-	Sygnalizacja siecią energetyczną, cz. 2 - nadajnik (1x27C64)	EE 6/94	6371	68,-
Adapter pamięci 1MB SIMM	EE 8/94	944094-1	75,-	Tuner TV VHF/UHF (1x87C51)	EE 6/94	7141	128,-
Końcówka mocy audio	EE 8/94	P-944075-1	12,-	Bufor do drukarki 1...4MB (1x27C64)	EE 10/94	6041	75,-
Monokarta 80C451	EE 8/94	944069-1	75,-	Pedał ekspresji MIDI (1x27C64)	EE 10/94	946635	65,-
Miernik zużycia paliwa do silników z wtryskiem	EE 8/94	940045	29,-	Monitor linii telewizyjnych (1xPIC16C54)	EE 12/94	946443-1	81,-
Emulator pamięci EPROM	EE 9/94	P-910082	18,-	Krzemowy dysk (1x27256)	EE1/95	946641-1	120,-
Zegar ciemniowy	EE 9/94	P-886100	7,-	Przetwornik napięcia 1---> 3 fazy	EE2/95		
Monitor stacji floppy disk	EE 9/94	890078	25,-	GAL		946640-1	98,-
Bufor do drukarki 1.4MB	EE 10/94	P-910110	42,-	EPROM		946640-2	126,-
Wzmacniacz do gitary (3 płytki)	EE 10/94	P-UPBS-1	18,-	Karta diagnostyczna POST	EE2/95		
Pedał ekspresji MIDI (płytką z EPROMem 946635)	EE 10/94	P-940019+	135,-	PIC-1		946669-1	88,-
Odwapniacz wody	EE 10/94	P-944011-1	5,-	PIC-2		946669-2	104,-
Interfejs Centronics - I/O	EE 10/94	P-944067-1	15,-	Folie płyt czołowych			
Eksperymentalna płytką PIC	EE 10/94	P-944105-1	29,-	Wielofunkcyjny częstotściomierz 1.2GHz	EE 1/93	920095-F	56,-
Miernik pojemności	EE 11/94	P-900012	9.50	Zasilacz-tester	EE 3/93	930033-F	75,-
Stabilny przetwornik napięcia	EE 11/94	P-940079-1	2.50	Woltomierz wartości skutecznej m.cz.	EE 3/94	930108-F	69,-
Kieszonkowy falomierz	EE 11/94	P-886071	2.50				
Miniaturowy częstotściomierz	EE 12/94	940051-1	36,-				
Ladowarka akumulatorów samochodowych	EE 12/94	940083	31,-				
Samochodowy wzmacniacz audio (cz. 1)	EE 12/94	940078-1	56,-				
Monitor linii telewizyjnych	EE 12/94	940065+	106,-				
Krzemowy dysk	EE1/95	940085-C+	240,-				
Tester pilotów zdalnego sterowania	EE1/95	940084-1	32.50				
Przełączany zasilacz napięcia zmiennego	EE1/95	934004	32.50				
Zintegrowany wzmacniacz audio	EE1/95	936062-1	47.50				
		936062-2	141.50				
		940045-1	30,-				
		940068-1	27.50				

KRAMIK - dział drobnych ogłoszeń - zaprasza elektroników (tylko osoby prywatne) do bezpłatnego publikowania ogłoszeń. Treść ogłoszenia może być dowolna (wymiana, sprzedaż, kupno, praca, itp.), jednak musi być związana z elektroniką. Ogłoszenia zawierające **co najwyżej 160 znaków** są przyjmowane wyłącznie na kuponach wyciętych z ostatniego numeru "Elekтора Elektronika", przy czym obszar kratkowany

Kupony należy przysyłać na adres:
Elektor Elektronik, 00-967 Warszawa 86 skr. poczt. 134.

[illegible]

--

Ilość	Kod zamówienia	Nazwa	Cena jednostkowa	Wartość
Razem				

zł.

wpłacający

**Dokładny
adres**

Na r-k **AVT-Korporacja Sp. z o.o.**
00-838 Warszawa, ul. Prosta 69

Nazwa banku **PKO BP XV O/W-wa**
Nr r-ku **1658-196657-136**

Stempel!

Podpis przyjmującego

Pobrane
oplate \mathbb{Z}

zł.

wpłacający

**Dokładny
adres**

Na r-k **AVT-Korporacja Sp. z o.o.**
00-838 Warszawa, ul. Prosta 69

Nazwa banku **PKO BP XV O/W-wa**
Nr r-ku **1658-196657-136**

Stempel

Podpis przyjmującego

Pobrano
oplate

 \mathbf{z}^k

Odcinek dla banku

zł.

wpłacający

Dokładny
adres

Na r-k **AVT-Korporacja Sp. z o.o.**
00-838 Warszawa, ul. Prosta 69

Nazwa banku **PKO BP XV O/W-wa**
Nr r-ku **1658-196657-136**

Stempel

Podpis przyjmującego

Pobrano
oziato

zł.

1. Reklamy ramkowe (blankiet zamówienia w każdym numerze Elektra Elektronika). Reklamy są drukowane w formie graficznej przysyłanej przez Zamawiającego lub opracowanej przez redakcję (gratis). Ceny dla szeregu ramek o standardowych wymiarach są podane niżej w tabeli.

2. Reklamy w międzynarodowych wydaniach Elektra - redakcja EE przyjmuje również ogłoszenia do publikacji w międzynarodowych wydaniach Elektra. Przykładowe ceny za 1 stronę ogłoszenia w poszczególnych wersjach językowych:
angielska - 767 funtów
niemiecka - 4.980 DM
francuska - 7.000 FF.

3. Wrzutki do Elektra Elektronika - warunki do uzgodnienia

Powierzchnia	Format szer. x wys. [mm]	Strona cz.b. cena w zł. (bez VAT)
1/24 strony	56 x 30	82,00
1/12 strony	56 x 64	150,00
1/8 strony	176 x 30	216,00
1/6 strony	56 x 132	275,00
1/4 strony	86 x 132	370,00
1/3 strony	56 x 260	520,00
1/2 strony	176 x 132	670,00
cała strona	176 x 268	1.120,00

II i III strona okładki (kolor) 2.000,-
1/2 II i III strony okładki (kolor) 1.200,-
1/4 II i III strony okładki (kolor) 800,-
IV strona okładki (kolor) 3.000,-
Rabat dla powtórzeń:
4...6 razy 10%
7...11 razy 20%
12 i więcej razy 30%

Przenumerata

Drogi Czytelniku!

Przyjmujemy zamówienia na przenumeratę miesięczników: **Elektronika Praktyczna (EP)**, **Elektra Elektronika (EE)**, **Software (SW)**, **Od radio do audio (RA)** oraz dwumiesięcznika **Układy Scalone - Katalog Aktualności (USKA)**. Dla miesięczników **EP, EE, SW i RA** proponujemy dwie możliwości:

1. **przenumeratę roczną** (12 numerów),
2. **przenumeratę półroczną** (6 numerów).

Przenumerata jest przyjmowana od najbliższego numeru po otrzymaniu przelewu przez wydawnictwo. Należy koniecznie **zaznaczyć, czy jest to kontynuacja przenumeraty, czy też pierwsza wpłata**, aby uniknąć podwójnej wysyłki.

Dla dwumiesięcznika **USKA** proponujemy tylko przenumeratę roczną, na 6 numerów wydawanych w roku 1995 (łącznie z numerami już wydanymi), przy czym można dokonać wyboru dowolnych tytułów spośród 4 serii tematycznych tego biuletynu.

W cenę przenumeraty jest wliczony koszt przesyłki.

Aby zaprenumerować jedno z naszych czasopism (lub kilka jednocześnie) należy wpłacić odpowiednią kwotę (wyliczoną za pomocą tabelki na przekazy) na nasze konto bankowe. Najlepiej skorzystać z zamieszczonego niżej przekazu. Ponieważ docierający do nas odcinek przekazu jest traktowany jako zamówienie, prosimy o bardzo wyraźne napisanie **DRUKOWANYMI LITERAMI** na wszystkich odcinkach przekazu: imienia, nazwiska i dokładnego adresu z kodem pocztowym. Prosimy o dokładne wypełnienie obu stron przekazu. Gwarantujemy wysłanie wszystkich zamówionych i opłaconych numerów bez konieczności dopłaty, gdy wzrośnie cena pisma.

UWAGA! Na tych samych blankietach można również dokonać wpłaty na zakup numerów archiwalnych **EP** (kompletne roczniki 1993 i 1994 lub dowolne numery) i **EE** (kompletny rocznik 1994 lub dowolne numery). Należy wyraźnie wpisać numery zamawianych pism i wpłacić kwotę równą ilości zamawianych egzemplarzy x cena (2,80 zł dla EP/93, 3,20 zł dla EP1,2,3,4/94, 3,60 zł dla EP5/94 i dalszych, 4,20 zł dla EE).

PRENUMERATA ZAGRANICZNA

pism

"Elektronika Praktyczna", "Elektra Elektronika"
oraz

biuletynu "Układy Scalone - Katalog Aktualności"

Ceny przenumeraty zagranicznej (w markach niemieckich):

	"Elektronika Praktyczna"	"Elektra Elektronika"
- roczna	48DM	56DM
- półroczna	30DM	35DM
- "USKA" - komplet czterech zeszytów:		
- roczna	168DM	

Aby zaprenumerować któreś z naszych czasopism, należy wpłacić odpowiednią kwotę na konto:

AVT-Korporacja Sp. z o.o.,
ul. Prosta 69, 00-838 Warszawa
Bank PKO BP XV O/W-wa, Al. Jerozolimskie 7
00-950 Warszawa
Nr konta 1658-196657-136
SWIFT CODE
BPKO PL PW

Prosimy o wyraźne zaznaczenie, czy jest to przenumerata roczna, czy półroczna, oraz o napisanie miesiąca rozpoczęcia przenumeraty. Do ceny przenumeraty należy doliczyć koszty przesyłki pocztowej:

- Europa - 3DM za 1 egz.
- Ameryka Pn, Pd, Afryka, Azja - 8DM za 1 egz.
- Australia - 14 DM za 1 egz.

☐ po raz pierwszy ☐ kontynuacja

Elektronika Praktyczna

☐ roczna 3,7 zł x 12 = 44,4 zł
☐ półroczna 3,9 zł x 6 = 23,4 zł

Elektra Elektronika

☐ po raz pierwszy ☐ kontynuacja

☐ roczna 4,0 zł x 12 = 48,0 zł
☐ półroczna 4,2 zł x 6 = 25,2 zł

Software

☐ roczna 3,2 zł x 12 = 38,4 zł
☐ półroczna 3,5 zł x 6 = 21,0 zł
☐ roczna + dyskietka 8,3 zł x 12 = 99,6 zł
☐ półroczna + dyskietka 9,5 zł x 6 = 57,0 zł

Od radio do audio

☐ roczna 3,4 zł x 12 = 40,8 zł
☐ półroczna 3,6 zł x 6 = 21,6 zł

USKA nr 1...6/95

☐ RTV i AV 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ Analogowe 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ Cyfrowe 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ µC 4,6 zł x 6 = 27,6 zł

Przedpłata

☐ po raz pierwszy ☐ kontynuacja

Elektronika Praktyczna

☐ roczna 3,7 zł x 12 = 44,4 zł
☐ półroczna 3,9 zł x 6 = 23,4 zł

Elektra Elektronika

☐ po raz pierwszy ☐ kontynuacja

☐ roczna 4,0 zł x 12 = 48,0 zł
☐ półroczna 4,2 zł x 6 = 25,2 zł

Software

☐ roczna 3,2 zł x 12 = 38,4 zł
☐ półroczna 3,5 zł x 6 = 21,0 zł
☐ roczna + dyskietka 8,3 zł x 12 = 99,6 zł
☐ półroczna + dyskietka 9,5 zł x 6 = 57,0 zł

Od radio do audio

☐ roczna 3,4 zł x 12 = 40,8 zł
☐ półroczna 3,6 zł x 6 = 21,6 zł

USKA nr 1...6/95

☐ RTV i AV 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ Analogowe 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ Cyfrowe 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ µC 4,6 zł x 6 = 27,6 zł

Przedpłata

☐ po raz pierwszy ☐ kontynuacja

Elektronika Praktyczna

☐ roczna 3,7 zł x 12 = 44,4 zł
☐ półroczna 3,9 zł x 6 = 23,4 zł

Elektra Elektronika

☐ po raz pierwszy ☐ kontynuacja

☐ roczna 4,0 zł x 12 = 48,0 zł
☐ półroczna 4,2 zł x 6 = 25,2 zł

Software

☐ roczna 3,2 zł x 12 = 38,4 zł
☐ półroczna 3,5 zł x 6 = 21,0 zł
☐ roczna + dyskietka 8,3 zł x 12 = 99,6 zł
☐ półroczna + dyskietka 9,5 zł x 6 = 57,0 zł

Od radio do audio

☐ roczna 3,4 zł x 12 = 40,8 zł
☐ półroczna 3,6 zł x 6 = 21,6 zł

USKA nr 1...6/95

☐ RTV i AV 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ Analogowe 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ Cyfrowe 4,6 zł x 6 = 27,6 zł
☐ µC 4,6 zł x 6 = 27,6 zł

Przedpłata



Warszawa, ul. Prosta 69, tel/fax 32-47-51
02-777 Warszawa 130, skr. poczt. 271

BIULETYN USKA

Seria czterech zeszytów, o objętości 48 stron każdy, jest wydawana co 2 miesiące. Cena detaliczna 55.000 zł.

Prenumerata zeszytów USKA - po cenie zbytu 44.000 zł (patrz str. 66).

RTV i AV 1/94: LA7520N/21N, LA7530N, LA7830, NE/SA605, LM833, SAB6456, T, SDA412, SP4633, SP4731, U664B/BS, U664B/SH, SFH505A, UM93520

UA 1/94: RC4151/52, CA3240, XR2208, NE5532, NE5533/34, TL080/81/82/84

UC 1/94: ICM7217/27, UM3750, UM3758, CMOS-4000

μC 1/94: RS232, ICL232, MC1488, MC1489, ET/M2716, M2732A, M2764A, M27128A, M27256, M27512

RTV i AV 2/94: LA7620/21, LA7820, LA7831, LA7850, TEA6300/T, TEA6310/T, TEA6330/T, ISD1100, ISD

UA 2/94: LF15x, U604x/B, ICL7660, ULN200xA, ULN280xA, ADC080x

UC 2/94: MC1450xx/SC413xx, CMOS-4000

μC 2/94: ET/M2716/ETC2716, M2732A/ETC2732, M2764A/TS27C64A, M27128A, M27256/M27C256B, M27512

M27C512, 80C51

RTV i AV 3/94: ISD1200/1400, ISD2500, LA7910, LA7950, LM1871, LM1872

UA 3/94: ADC0801...0805, ADC10662/664, MAX120/122, NE/SE531

UC 3/94: UM3720, UM3721, MC145030, MC145031...35, CMOS-4000 (4000...4025), 7400 (wypróbowania układów 7400...7423)

μC 3/94: 80C51, M27C1001, M27C2001, M27C4001, 8xC58

RTV i AV 4/94: PCF8573, PCF8583, LM3916,

akustyczne wzmacniacze

mocy Fujitsu

UA 4/94: LM124/224/324, LM2902, ICL76xx, TL493, TL494, TL495, MAX712/713, NE/SE5018, NE/SE5019

UC 4/94: ICM7226A/B, MC14489, CMOS-4000 (4026...4045), 7400 (wypróbowania układów 7425...7464)

μC 4/94: 8XC652, 8XC654, 80C652, 83C652, układy Maxima nadzorujące pracę mikroprocesorów

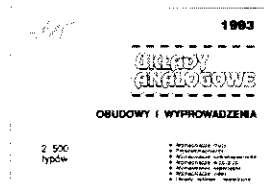
RTV i AV 5/94: wyjściowe wzmacniacze wzgł. serii TDA61xxQ, TDA2545A, TDA9821, TDA6612, TDA1514A, LM387/LM387A

UA 5/94: TS271C/I.M, TS272C/I.M, TS2712C/I.M, TS27M2C/I.M, AD565A, AD565A, MAX543, L4960

UC 5/94: GAL16V8A/B, CMOS-4000 (4046...4085),

μC 5/94: 28F256A, 28F512, 28F010, 28F020, 28F256A (pamięć FLASH), SAB80C515, SAB80C535

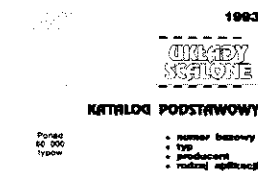
SERIA: KATALOGI UKŁADÓW SCALONYCH



Rysunki obwodów i opis wyprowadzeń ponad 2500 typów układów scalonych analogowych. Są to niemal wszystkie układy używane w sprzęcie powszechnego użytku. 250 stron B5. Cena detaliczna 98.000 zł, hurtowa 68.000 zł.

Książki są sprzedawane w sklepie firmowym AVT, Warszawa, ul. Prosta 69, oraz wysyłane pocztą na przedpłaty: cena książki + koszt przesyłki (40.000 zł). Przedpłaty należy dokonać na konto AVT: PKO BP XV O/W-wa 1658-196657-136. Ceny hurtowe - od 10 egz.

Zestawienie odpowiedników układów scalonych z całego świata. 380 stron B5. Cena detaliczna 167.000 zł, hurtowa 119.000 zł.



Zestawienie wszystkich układów scalonych produkowanych na świecie (ponad 60000 typów). Katalog służy do identyfikacji producenta i grupy rodzajowej układu scalonego, a więc jest źródłem typu Master. 520 stron B5. Cena detaliczna 165.000 zł, hurtowa 118.000 zł.

SERIA: QUICK REFERENCE



Excel
4.0 dla Windows



PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

TV-SAT ELECTRONIC KONSTANTY SACHARCZUK

Oferujemy technologię SMD
i KONWENCJONALNĄ w ilościach hurtowych

✓ Procesory: 80C31, 8031, 80C49, 80C51, 8051, 8052, 80C52, 80C552, 80C562, 80C851, 80C652, 80C654, 80535, 8039, 8049, D87C51FB, 68HC05, 68HC11, 68HC25, 68070, P93C101 (QFP)...

✓ Pamięci: 8582 (DIP, SMD), 8594 (SMD), 24C04 (SMD), 24C08, 93C46... EPROMY (nowe, używane) 6116, 62256 (SMD), 628128...

✓ Układy z serii TTL, LS, HC, HCT, CMOS (SMD i DIP)

✓ Układy liniowe:

TDA: 4555, 4557, 4580, 4660, 4661, 4650, 4680, 1579, 3505, 3857, 4800, 4881, 5030, 5333, 8730, 9800, 9820...

SAA: 4700, 7157, 7158, 7197, 5243E

TEA: 5500, 6200, 6320 (SMD)...

U: 4058, 4030, 264, 2540, 2560, TCST2104 (opto), U263 (TFK)

✓ Układy syntezy SDA3202-2 (SMD), TSA3511 (SMD), SP5510, i dzielniki: TSA6057, SAB6456, SL1451 (TDA8730)

✓ STK, LA, LC - wzmacn. mocy (do 50W), inne

✓ Kwarce, rezonatory ceramiczne: Q-30MHz, 10MHz, Re2. 3,58MHz

✓ Tranzystory i diody (głównie SMD)

✓ Kondensatory, rezystory (SMD), potencjometry

✓ Przekazniki: 1,2V; 5V; 12V → 1A i inne

✓ Wyświetlacze LCD: 1x24; 2x24; 2x40; 8x20 i inne

01-703 WARSZAWA, ul. Gąbińska 24

Sprzedaż: ul. Szegedyńska 13A (budynek hotelu AGORA - 800 metrów od Wolumentu)
tel./fax: (0-22) 34-44-27

OSCYSKOPY

HITACHI (Japonia)...



**Oscyloskop analogowy
Real-time 20MHz
V-252**

2 identyczne kanały
2 ślady
pasmo 20MHz
17.5ns/dz
ekran: 8 x 10cm
cena **2 475,- zł**



**Oscyloskop analogowy
Real-time 50MHz
V-552**

2 identyczne kanały
2 ślady
pasmo 50MHz
7.0ns/dz
kursor
tłumik 1:5000
ekran: 8 x 10cm
cena **4 475,- zł**



REWELACJA!

Uniwersalne
przenośne oscyloskopy
cyfrowe
V-54xx
z kolorowym ekranem LCD

V-5410
2 identyczne kanały
pasmo 20MHz
interface RS232c
i Centronics
pamięć 10 x 2KB
cena **8 660,- zł**

V-5430
dane /w
pasmo 50MHz
pamięć 100 x 2KB
cena **14 060,- zł**



**Oscyloskop
analogowo-cyfrowy
100MHz
V-6145**

pasmo 100MHz
2 + 2 identyczne kanały
interpolacja liniowa
interpolacja sinusoidalna

częstościomierz 20Hz...100MHz, kursor do pomiaru różnicy napięć, czasu,
częstotliwości
interface RS232c, sterowanie ploterem HP-GL
cena **21 700,- zł**

Sondy do oscyloskopów HITACHI

AT-10AR 50MHz, 10:1, GND Ref., 1.5m cena **145,- zł**
AT-10AK 50MHz, 10:1/1:1, 1.5m cena **250,- zł**
AT-10AS 100MHz, 10:1, GND Ref., 1.5m cena **370,- zł**
AT-10AP 100MHz, 10:1/1:1, 1.5m cena **383,- zł**

... i RIMEDA (Litwa)

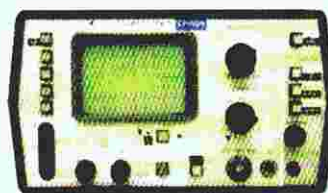


**Amatorski - serwisowy
C1-94 Saga**

Pasmo przenoszenia: 0...10MHz
Czułość: 5mV/dz...5V/dz
Odchylenie poziome: 0.1μs/dz...50ms/dz
Ekran: 40 x 60mm
Wymiary: 120x190x300mm
Masa: 3.5kg
cena: **245,- zł**

Serwisowy z multimetrem C1-112A

Pasmo: 0...10MHz
Czułość: 5mV/dz...5V/dz
Odcen. poz.: 0.05μs/dz...50ms/dz
Multimetr: 4 cyfry
2.5, 25, 250, 1000V
2.5, 25, 250, 2500k
Ekran: 40 x 60mm
Wymiary: 120x190x300mm
Masa: 3.5kg
cena: **275,- zł**



Dwustrumieniowy czterokanałowy C1-115/1

Pasmo - 50MHz, czułość - 5mV/dz...5V/dz, odchylenie - 5ns/dz...50ms/dz
Interface IEC625 Bus, Ekran 100 x 120mm, masa - 15kg.
cena **1 330,- zł**

Uniwersalny dwukanałowy C1-118A

Pasmo - 20MHz, czułość - 5mV/dz...5V/dz, odchylenie - 0.02μs/dz...50ms/dz
Maksymalna amplituda - 40V/DC, 250V/AC, masa - 5kg.
cena **352,- zł**

Profesjonalny czterokanałowy C1-122/1

Pasmo - 100MHz, czułość - 5mV/dz...5V/dz, Display alfanumeryczny
Ekran 100 x 120mm, masa - 22kg, wymiary - 228x343x616mm.
cena **1 480,- zł**

Dwukanałowa przystawka analizatora sygnałów do C1-115/1 i C1-122/1 - 1A4S-122

DC...10MHz, 0.5mV/dz...5mV/dz, impedancja wejściowa - 50Ω
cena **620,- zł**

Serwisowy dwukanałowy z pamięcią cyfrową C1-131

Pasmo - 20MHz, czułość - 2mV/dz...10V/dz, Pamięć cyfrowa 1024x8 lub
2x(512x8).
Tryb "rejestratora", dyskretizacja 1MHz, Ekran 60x80mm, masa 4.5kg.
cena **830,- zł**

Laboratoryjny z pamięcią C8-21/1

Pasmo - 100MHz, czułość - 5mV/dz...5V/dz, Czas zapamiętywania regulowany
płynnie w zakresie 1.5...30s, Wymiary 228x349x621mm, masa 25.5kg
cena **1 950,- zł**

Kompleksowy system pomiarowy K2-52A

W skład zestawu wchodzi oscyloskop C1-122 oraz bloki: wskaźników i zasilania,
wzmocniacza, woltomierza uniwersalnego, pamięci cyfrowej, pomiarowy
i podstawy czasu.
cena **2 700,- zł**

Gwarancja 12 miesięcy. Zapewniony serwis.

Oscyloskopy są sprzedawane w sklepach firmowych AVT:

Warszawa, ul. Graniczna 4 (przy Pl. Grzybowskiemu), tel. 24-96-18, **Olsztyn**, Pl. Pułaskiego 6, tel. 27-44-37,

Kraków, ul. Limanowskiego 27. AVT prowadzi również sprzedaż wysyłkową:

- oscyloskopy o wadze do 15kg są wysyłane za zaliczeniem pocztowym z doliczeniem kosztów przesyłki.
(20,- zł + 1% ceny oscyloskopu);

- oscyloskopy o wadze ponad 15kg są wysyłane przez SERVISCO na koszt kupującego.

Zamówienia listowne należy składać na adres: 02-777 Warszawa 130, skr. poczt. 271.

CENY NIE ZAWIERAJĄ PODATKU VAT (22%).